GH. TUNSOIU E. SERACIN C. SAAL

ACȚIONĂRI ELECTRICE

EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ, BUCUREȘTI – 1982

MINISTERUL EDUCAȚIEI ȘI ÎNVĂȚĂMÎNTULUI

Conf. dr. ing.
GHEORGHE TUNSOIU

Prof. dr. ing.
EUGEN SERACIN

Prof. dr. ing.
CAROL SAAL

ACȚIONĂRI ELECTRICE

'89

EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ, BUCUREȘTI – 1982

PREFAȚĂ

Modernizarea tehnologiilor și proceselor industriale, caracteristică a etapei actuale a construcției socialiste, a determinat ca instalațiile de acționare electrică, mai ales cele reglabile, să fie realizate pe scară largă cu circuite electronice, atît în partea de forță, cît și în cea de comandă.

Manualul de față ține seama de aceste aspecte, fiind dezvoltate, pe lîngă problemele de bază ale acționărilor electrice, aspectele specifice utilizării electronicii de putere.

Astfel, în prima parte a manualului sînt tratate problemele generale ale acționărilor electrice, cinematica și dinamica acestora, clasificarea mașinilor de lucru și a mașinilor electrice, stabilitatea statică a acționărilor electrice, precum și aspectele generale ale studiului proceselor tranzitorii.

În ceea ce privește acționările electrice alimentate de la surse de tensiune constantă, sînt examinate problemele privitoare la caracteristicile mecanice în regimurile de pornire, frînare și reversare, studiul regimurilor tranzitorii și schemele secvențiale cu relee și contactoare pentru aceste regimuri de funcționare.

Analiza și sinteza sistemelor de acționare electrică reglabilă în curent continuu se referă, în principal, la acționările electrice alimentate de la mutatoare cu tiristoare, complet și semicomandate, prin control de fază și prin impulsuri. Sînt aduse unele contribuții originale în metodologia de calcul și proiectare a acestor instalații.

Sistemelor de acționare electrică în curent alternativ cu motoare asincrone și sincrone le este acordată o atenție deosebită, fiind prezentate metodele de reglare a vitezei acestor categorii de motoare prin modificarea impedanțelor rotorice și statorice, a numărului de perechi de poli, prin variația tensiunii și frecvenței de alimentare, utilizînd convertoare statice.

Sînt prezentate, de asemenea, sistemele de comandă și reglare a acționărilor electrice, în mod deosebit a celor realizate cu elemente unificate (UNIDIN, CONTISIN), ceea ce permite prezentarea într-o formă accesibilă a soluțiilor care corespund realizărilor actuale din domeniu, insistîndu-se în mod deosebit asupra instalațiilor fabricate la noi în țară. Sînt examinate criteriile de optimizare specifice acționărilor electrice, instalațiile nereversibile și reversibile cu și fără curenți de circulație în curent continuu și alternativ.

Sînt tratate, de asemenea principalele aspecte legate de reglarea numerică a acționărilor electrice.

Ultima parte a manualului se referă la energetica acționărilor electrice și la criteriile de alegere a mașinilor de acționare electrică.

Manualul se adresează studenților facultăților de Electrotehnică și a fost elaborat de un colectiv de cadre didactice din centrele universitare București, Timișoara și Brașov.

Aspectele teoretice sînt exemplificate prin numeroase aplicații care se referă la instalații concrete realizate în industria țării noastre, fiind în acest fel util studenților și în activitatea de proiectare-cercetare, precum și inginerilor electrotehnicieni care lucrează în domeniul acționărilor electrice.

AUTORII

'89

CUPRINS

1. CARACTERISTICILE MAŞINILOR DE LUCRU ŞI ELEMENTE DE TRANSMISIE 9
1.1. Noţiuni introductive 9
1.2. Ecuaţiile de bază ale mişcării în sisteme de acţionare 12
1.2.1. Diagrame de mişcare 12
1.2.2. Ecuaţia mişcării 15
1.2.3. Raportarea cuplurilor şi forţelor la acelaşi arbore 19
1.2.4. Raportarea momentelor de inerţie şi a masei la acelaşi arbore 21
1.2.5. Stabilitatea statică a acţionărilor electrice 23
1.2.6. Metode de rezolvare a ecuaţiei mişcării. Procese tranzitorii 25
1.3. Caracteristicile mecanice şi regimurile maşinilor de lucru 35
1.3.1. Noţiuni generale 35
1.3.2. Caracteristicile mecanice ale maşinilor de lucru 36
1.4. Organe de transmisie dintre motor şi maşina de lucru 38
1.4.1. Alegerea tipului şi raportului de transmisie 38
1.4.2. Cuplaje electromagnetice 41
2. CARACTERISTICILE STATICE ŞI DINAMICE ALE MOTOARELOR ELECTRICE DE ACŢIONARE 48
2.1. Acţionări cu maşini de curent continuu cu excitaţie în derivaţie şi separată 48
2.1.1. Caracteristici mecanice 48
2.1.2. Regimul de pornire 52
2.1.3. Regimul de frînare 59
2.1.4. Caracteristicile dinamice ale acţionărilor cu motoare de c.c. cu excitaţie separată 66
2.2. Acţionări cu maşini de curent continuu cu excitaţie în serie şi mixtă 78
2.2.1. Caracteristici mecanice 78
2.2.2. Pornirea reostatică 80
2.2.3. Regimurile de frînare ale motorului serie 84
2.2.4. Procese tranzitorii la pornirea, frînarea şi reversarea motoarelor de c.c. cu exitaţie serie 90
2.3. Acţionări cu maşini asincrone 91
2.3.1. Caracteristici mecanice 91
2.3.2. Pornirea motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit 96
2.3.3. Pornirea motoarelor asincrone cu rotorul bobinat 101
2.3.4. Regimurile de frînare ale motorului asincron 105
2.3.5. Procese tranzitorii la pornirea şi frînarea motoarului asincron 115
2.4. Acţionări cu maşini sincrone 120
2.4.1. Caracteristici mecanice 120
2.4.2. Regimul de pornire 121
2.4.3. Regimul de frînare 122

3. SISTEME DE ACȚIONARE ELECTRICĂ (MUTATOR-MOTOR ELECTRIC-MAȘINĂ DE LUCRU) 125

3.1. Generalități privind reglarea vitezei motoarelor electrice 125
3.2. Sisteme de acționare cu grup generator-motor 127
3.3. Sisteme de acționare cu motoare de c.c. și convertoare de la rețea (redresor-invertor) 130
3.3.1. Generalități 130
3.3.2. Funcționarea în regim de invertor 136
3.3.3. Curentul mediu redresat. Regimul de curent neîntrerupt 140
3.3.4. Regimul de curent întrerupt. Dimensionarea bobinelor de filtrare-limitare 144
3.3.5. Caracteristicile mecanice ale motoarelor de curent continuu cu excitație independentă, alimentate de la mutatoare cu tiristoare 151
3.3.6. Convertoare cu tiristoare pentru acționarea reversibilă a motoarelor de curent continuu 159
3.3.7. Convertoare cu tiristoare pentru alimentarea motoarelor de foarte mare putere 184
3.3.8. Caracteristicile mecanice ale motoarelor de c.c. alimentate de la redresoare semicomandate 188
3.4. Sisteme de acționare cu motoare de c.c alimentate prin impulsuri de tensiune continuă 198
3.4.1. Caracteristicile mecanice 202
3.4.2. Funcționarea în două și patru cadrane 203
3.4.3. Tipuri de contactoare statice utilizate în schemele de reglare prin impulsuri 205
3.5. Sisteme de acționare cu motoare asincrone cu viteză variabilă 211
3.5.1. Reglarea vitezei motoarelor asincrone prin variația tensiunii de alimentare 211
3.5.2. Reglarea vitezei prin modificarea numărului de perechi de poli 220
3.5.3. Reglarea vitezei prin modificarea rezistenței circuitului rotoric 222
3.5.4. Reglarea vitezei prin modificarea impedanțelor statorice 223
3.5.5. Reglarea vitezei motoarelor asincrone prin frecvența statorică de alimentare 226
3.6. Acționări cu motoare sincrone trifazate cu viteză variabilă 242
3.6.1. Motorul sincron trifazat cu convertor de frecvență condus de motor 243
3.6.2. Motorul sincron cu convertor cu comutație forțată externă independentă 245

4. SISTEME DE COMANDĂ ȘI REGLARE AUTOMATĂ A ACȚIONĂRILOR ELECTRICE 247

4.1. Generalități privind comanda și reglarea acționărilor electrice 247
4.2. Criterii de optimizare utilizate în sinteza acționărilor electrice reglabile . . . 251
4.2.1. Criteriul de optimizare al modulului 253
4.2.2. Criteriul de optimizare al simetriei 258
4.3. Sisteme de acționare electrică reglabile nereversibile 266
4.4. Sisteme de acționare electrică reglabil reversibile,cu curenți de circulație . . 274
4.5. Sisteme de acționare electrică reglabile în gamă largă de viteză. 276
4.6. Sisteme de reglarea vitezei prin slăbirea cîmpului de excitație 287
4.7. Sisteme reversibile fără curenți de circulație 290
4.8. Sisteme de reglare cu grup generator-motor cu excitația alimentată de la mutatoare cu tiristoare 291
4.9. Sisteme de reglare a vitezei motoarelor de curent continuu, alimentate prin impulsuri 294

4.10. Sisteme de reglare a vitezei motoarelor asincrone alimentate prin impulsuri 295
4.10.1. Generalităţi privind reglarea motoarelor asincrone alimentate prin impulsuri 295
4.10.2. Reglarea prin rezistenţe suplimentare rotorice comandate prin impulsuri 296
4.10.3. Reglarea vitezei prin impulsuri în regim pas cu pas 299
4.11. Reglarea vitezei motoarelor asincrone cu scheme în cascadă 301
4.11.1. Cascada subsincronă cu recuperare mecanică a puterii de alunecare 302
4.11.2. Cascada cu recuperare electromagnetică a puterii de alunecare . . . 304
4.11.3. Cascada sub- şi suprasincronă cu mutatoare statice 305
4.12. Transmisii sincrone cu maşini asincrone 306
4.13. Instalaţii de reglare automată a vitezei motoarelor asincrone alimentate de la convertoare statice de frecvenţă 312
4.14. Instalaţii de acţionare electrică cu motoare pas cu pas 317
4.14.1. Detalii constructive şi funcţionale 318
4.14.2. Alimentarea MPP 320
4.14.3. Caracteristicile MPP 321
4.14.4. Comanda acţionărilor electrice cu MPP 322
4.15. Acţionări electrice numerice ale maşinilor-unelte 324
4.15. 1. Principiul de funcţionare a CNC 324
4.15.2. Sisteme DNC 329
4.16. Exemplu de acţionare electrică reversibilă programabilă, cu motoare asincrone cu turaţie reglabilă discret 329
4.17. Echipamente româneşti de comandă numerică 331
4.17.1. Echipamentul de comandă numerică NUMEROM 331
4.17.2. Echipamentul ECAROM–800 333
4.18. Automate programabile 335
4.18.1. Generalităţi introductive 336
4.18.2. Structura generală şi funcţionarea automatelor programabile 336
4.19. Comparaţia între sistemele analogice şi numerice ale acţionărilor electrice reglabile 340
4.19.1. Sisteme de reglare analogice 340
4.19.2. Sisteme de reglare numerice 341

5. ALEGEREA SISTEMELOR DE ACŢIONARE ELECTRICĂ 345

5.1. Energetica acţionărilor electrice 345
5.1.1. Reducerea consumului de energie electrică în sistemele de acţionare electrică 345
5.1.2. Pierderile de energie în acţionările electrice 346
5.2. Criterii de alegere a maşinilor de acţionare electrică 352
5.2.1. Probleme generale de alegere a maşinilor electrice de acţionare 352
5.2.2. Alegerea maşinilor electrice de acţionare în cazul funcţionării continue 359
5.2.3. Alegerea maşinilor electrice de acţionare în cazul funcţionării intermitente 365
5.2.4. Alegerea maşinilor electrice de acţionare în cazul funcţionării de scurtă durată 369
Bibliografie 375

1. CARACTERISTICILE MAŞINILOR DE LUCRU ŞI ELEMENTE DE TRANSMISIE

1.1. Noţiuni introductive

Dezvoltarea automatizărilor industriale a condus implicit şi la perfecţionarea sistemelor de acţionare electrică, cu atît mai mult cu cît asemenea instalaţii reprezintă cea mai răspîndită formă de conversie a energiei electrice în energie mecanică.

Acţionarea electrică poate fi definită şi studiată numai dacă se ia în consideraţie întreg ansamblul din care face parte, adică instalaţia industrială şi dacă se ţine seama de scopul principal urmărit : realizarea unui proces tehnologic de producţie. Instalaţia productivă în care se utilizează acţionarea electrică cuprinde în mod necesar următoarele trei părţi : *maşina electrică, elementele de transmisie a mişcării* şi *maşina de lucru*. Procesul tehnologic de fabricaţie este realizat de maşina de lucru, care este pusă în mişcare de maşina electrică de acţionare prin intermediul elementelor de transmisie. Adescori în instalaţiile productive moderne se utilizează mai multe maşini electrice de acţionare, fiecare antrenînd printr-un organ de transmisie cîte un mecanism executor al maşinii de lucru. Astfel, în general sistemul de acţionare electrică cuprinde maşinile electrice cu echipamentul de alimentare şi comandă al acestora şi transmisiile la mecanismele executoare ale maşinii de lucru, care, în corelare cu componentele electrice, realizează procesul tehnologic de fabricaţie ; studiul sistemului de acţionare electrică include analizarea mecanismelor de lucru sub aspectul condiţiilor funcţionale pe care le impun maşinilor electrice de acţionare şi transmisiilor.

În instalaţiile productive cu acţionare electrică se realizează conversia electromecanică a energiei, maşina electrică îndeplinind rolul de convertor al energiei electrice în energie mecanică şi uneori, în regim de frînare prin recuperare, de convertor al energiei mecanice în energie electrică în funcţie de condiţiile de funcţionare determinate de procesul tehnologic efectuat de mecanismul executor sau de lucru. Între toate componentele acestor instalaţii productive există o interdependenţă strînsă, permiţînd considerarea acţionării electrice ca un sistem prin care se realizează conversia electromecanică a energiei şi în care se asigură pe cale electrică controlul energiei mecanice.

Interdependenţa elementelor sistemului de acţionare se poate evidenţia urmărind şi evoluţia acestora. Astfel, în decursul dezvoltării istorice acţionarea electrică apare prin înlocuirea motorului hidraulic, cu abur sau cu combustie internă printr-o maşină electrică, obţinîndu-se acţionarea pe grupe, la care mai multe maşini de lucru sînt acţionate de la aceeaşi maşină

electrică. Folosirea maşinilor electrice a permis însă trecerea la acţionarea individuală, în care fiecare maşină de lucru are motorul său de acţionare, obţinîndu-se avantajul dispunerii utilajelor în flux tehnologic şi înlocuirea vechilor transmisii prin curele la distanţe mari şi voluminoase prin transmisii compacte de angrenaje individuale. Cerinţele obţinerii unor performanţe de nivel superior pentru maşinile de lucru, în vederea realizării unei productivităţi din ce în ce mai mari, au determinat creşterea complexităţii lor funcţionale şi constructive, inclusiv perfecţionarea sistemului de acţionare electrică. Astfel, apare tendinţa de apropiere a maşinilor electrice de mecanismele executoare, născîndu-se cel mai modern sistem de acţionare electrică, acţionarea multiplă, la care fiecare mecanism de execuţie al maşinii de lucru are motorul său de acţionare.

Aplicarea pe scară tot mai largă a acţionării multiple şi pretenţiile crescînde de economicitate şi productivitate a instalaţiilor industriale, au determinat mărirea exigenţelor privind reglajul vitezei, pornirea, frînarea; reversarea şi corelarea funcţionării maşinilor electrice ale aceleiaşi instalaţii productive. Pentru satisfacerea acestor cerinţe s-au dezvoltat din ce în ce mai mult acţionările complexe, reglabile şi automatizarea proceselor de producţie. O altă consecinţă a fost răspîndirea unor noi tipuri de organe de transmisie dintre maşina electrică şi mecanismul executor, cum ar fi de exemplu cuplajele electromagnetice, care favorizează extinderea comenzii automate şi asupra acestei părţi a sistemului de acţionare. O evoluţie importantă, determinată tot de tendinţele arătate mai sus, se constată şi în domeniul maşinilor electrice şi servomecanismelor, unde apar şi se dezvoltă tipuri noi de maşini speciale, cum ar fi de exemplu maşinile pas cu pas, maşinile cu mişcare liniară, selsinele etc.

Trebuie accentuate în mod deosebit cerinţele unei proiectări economice sub aspect energetic, deziderat de actualitate evidentă, întărit de faptul că acţionările electrice reprezintă unul din cei mai puternici consumatori de energie la nivelul economiei naţionale.

Iată de ce, în mod logic, ţinînd seama de cerinţele dezvoltării tehnicii, din documentele Congresului al XII-lea al PCR se desprinde necesitatea aplicării în acţionările electrice a soluţiilor economice sub aspect constructiv şi energetic, recuperative şi a automatizării, favorizată de dezvoltarea componentelor electronicii de putere şi a calculatoarelor de proces.

Ca urmare, obiectivul urmărit în cadrul manualului de faţă este de a da cunoştinţele fundamentale necesare cercetării, proiectării şi exploatării acţionărilor electrice, în aşa fel încît să se asigure realizarea în condiţii optime a cerinţelor procesului de producţie. În acest scop trebuie cunoscută funcţionarea acţionării, care se caracterizează de obicei prin curbele de variaţie în funcţie de timp ale accelerației a, vitezei liniare v sau unghiulare Ω, spaţiului l, sau unghiului α, curentului i absorbit de maşina electrică, tensiunilor u corespunzătoare diferitelor circuite electrice, cuplului M, puterii P şi temperaturii θ, adică:

$$a, v, \Omega, \ \alpha, l, i, u, \ M, P, \theta = f(t). \tag{1.1}$$

Procesele care au loc în timpul funcţionării unei acţionări pot fi stabilizate (staţionare), în care caz mărimile cercetate rămîn constante, sau tranzitorii, în care caz aceste mărimi variază. Funcţionarea se poate considera staţionară sau tranzitorie în raport cu oricare din mărimile din expresia (1.1) însă, de obicei, referirea se face la viteza unghiulară Ω, curentul i sau cuplul M.

În capitolul 1 din acest manual se abordează tocmai problemele ridicate de interdependența funcțională a celor trei componente de bază ale sistemului de acționare: mașina electrică — transmisie — mecanism de lucru. Astfel, se studiază variația în funcție de timp a spațiului, vitezelor, accelerației și a diferitelor categorii de cupluri și puteri, analizîndu-se totodată și interdependența între aceste mărimi. Legat de aceste aspecte se impune examinarea stabilității sistemului de acționare electrică. Se mai prezintă aspectele specifice pentru sistemul de acționare ridicate de mașinile de lucru și de organele de transmisie dintre mașina electrică și mecanismul executor.

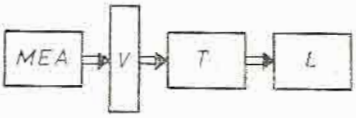


Fig. 1.1. Schema simplificată a unui sistem de acționare electrică.

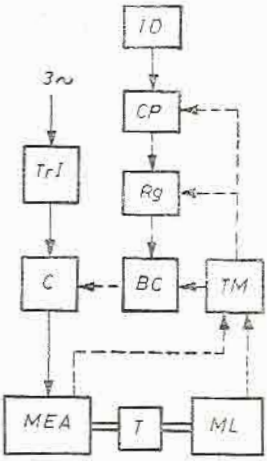


Fig.1.2. Schema structurală a unui sistem modern de acționare electrică.

Abordarea problemelor cinematicii și dinamicii acționărilor necesită reprezentarea sintetică a unei instalații cu conversie electromecanică a energiei sub forma din figura 1.1, în care s-a notat cu ML mașina de lucru sau mecanismul executor, MEA mașina electrică de acționare, T transmisia și V volantul, care simbolizează masa totală a organelor în mișcare, raportată la arborele mașinii MEA. Spre orientare, în figura 1.2 este reprezentată schema structurală a unui sistem modern de acționare, pentru o singură mașină electrică. Parametrii energiei electrice, obținută de la rețeaua trifazată industrială prin transformatorul și întreruptorul cu protecție TrI, sînt modificați în convertorul cu tiristoare C corespunzător cerințelor de reglaj al vitezei mașinii de acționare MEA. Comanda convertorului se realizează prin blocul de comandă BC și regulatorul Rg de la calculatorul de proces CP, introducerea datelor fiind notată cu ID. Calculatorul de proces se utilizează în sisteme complexe, altfel folosindu-se numai regulatoare. Traductoarele mărimilor măsurate, TM, intervin în sistem cu informații privind starea de funcționare a MEA și ML. Modul în care are loc transferul de energie prin circuitul de forță s-a reprezentat cu linie continuă iar fluxul informațional cu linie întreruptă.

Sarcina și modul de funcționare al acționării electrice este condiționat de mașina de lucru, care determină un anumit cuplu M_R și o anumită viteză, constante sau variabile în timp, în funcție de cerințele procesului tehnologic realizat. Mașina electrică dezvoltă cuplul M iar masei în mișcare cu viteză variabilă îi corespunde cuplul inerțial sau dinamic M_J.

Studiul diagramelor de mișcare, adică al variației spațiului, vitezei și accelerației în funcție de timp incluzînd și problema optimizării acestora, formează obiectul cinematicii acționărilor.

Studiul interdependenței funcționale între cuplurile M, M_R și M_J, între forțele și puterile corespunzătoare, și al corelării acestora cu mărimile cinematice, formează obiectul dinamicii acționărilor.

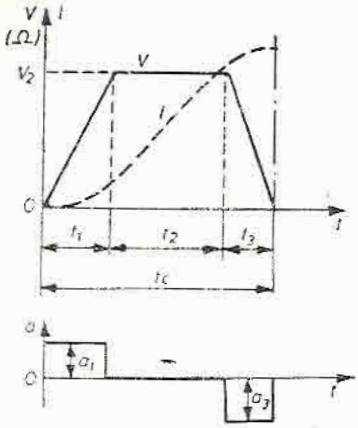


Fig. 1.3. Diagrame reprezentînd variația în timp a vitezei v, spațiului l și accelerației a.

1.2. Ecuațiile de bază ale mișcării în sisteme de acționare

1.2.1. Diagrame de mișcare

Diagramele sau graficele de mișcare, exprimate prin legături funcționale de natură

$$a, v, \Omega, l, \alpha = f(t) \tag{1.2}$$

au forme foarte variate pentru diferite tipuri de instalații electromecanice: mecanismele de ridicare și de translație, ascensoarele, mașinile de extracție miniere, mașinile unelte, laminoarele, tramvaiele, troleibuzele etc. Adeseori diagramele de mișcare pot fi reprezentate sub forma simplificată din figura 1.3, în care se are în vedere faptul că la mișcarea circulară avînd raza R există relația $v = \Omega R$ și în care s-a aproximat că viteza variază liniar, deci accelerația este constantă în timpul pornirii t_1 și opririi t_3.

Se pune problema ca în anumite condiții inițiale, impuse de procesul de producție, să se calculeze elementele necesare reprezentării graficului de mișcare. Astfel, fie că se cunosc sau se prescriu distanța totală parcursă l_c, durata ciclului t_c, viteza maximă v_2 și accelerația a_1 și se cer t_1, t_2 și t_3, distanțele corespunzătoare l_1, l_2 și l_3 și accelerația a_3.

Pe baza relațiilor cunoscute din mecanică se obține:

$$l_c = \frac{1}{2}(t_c + t_2)\, v_2, \tag{1.3}$$

$$l_1 = \frac{1}{2} v_2 t_1; \qquad t_1 = \frac{v_2}{a_1}, \tag{1.4}$$

deci

$$l_1 = \frac{v_2^2}{2a_1};$$

din (1.3) rezultă:

$$t_2 = 2\frac{l_c}{v_2} - t_c, \tag{1.5}$$

deci

$$l_2 = v_2 t_2.$$

Din expresiile (1.4), (1.5) și

$$t_3 = t_c - (t_1 + t_2)$$

se determină

$$t_3 = 2t_c - \frac{v_2}{a_1} - 2\frac{l_c}{v_2} \tag{1.6}$$

și apoi

$$l_3 = \frac{1}{2} v_2 t_3 \quad \text{și} \quad a_3 = \frac{v_2}{t_3}.$$

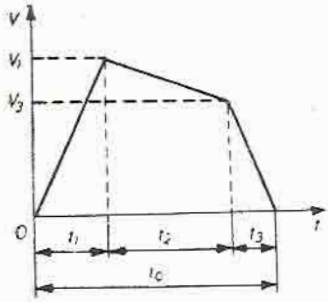


Fig. 1.4. Diagramă de mişcare.

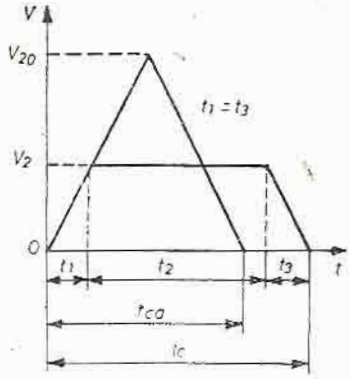


Fig. 1.5. Diagramă cu ciclu minim, t_{c0}.

În acelaşi mod se pot stabili relaţiile pentru reprezentarea diagrame cu caracter mai general, din figura 1.4. [3].

Problema optimizării formei graficelor de mişcare se pune în condiţiile realizării unei productivităţi cît mai mari şi a unei funcţionări cu parametri tehnico-economici ridicaţi. Se pot aplica diferite criterii de optimizare, ţinînd seama că aceeaşi distanţă l_c se poate efectua cu diferite acceleraţii şi viteze.

a) *Realizarea ciclului de durată minimă.* Pentru a examina cum se pune problema parcurgerii aceluiaşi spaţiu l_2 în timp minim cu o anumită acceleraţie constantă la pornire şi oprire, se consideră ca exemplu un grafic de viteză de forma unui trapez isoscel (fig. 1.5), adică $t_1 = t_3$.

Pe baza figurii 1.5, ştiind că spaţiul l_c este egal cu suprafaţa trapezului, se obţine:

$$t_c = \frac{v_2}{a_1} + \frac{l_c}{v_2}. \tag{1.7}$$

Durata minimă t_{c0} a ciclului se determină derivînd (1.7) :

$$\frac{dt_c}{dv_2} = \frac{1}{a_1} - \frac{l_c}{v_2^2} = 0,$$

de unde se obţine considerînd şi (1.7):

$$v_{20} = \sqrt{a_1 l_c} \tag{1.8}$$

şi

$$t_{c0} = 2\sqrt{\frac{l_c}{a_1}}, \tag{1.9}$$

unde v_{20} este viteza maximă.

Înmulţind expresiile (1.8) cu (1.9) se observă că t_{c0} şi v_{20} reprezintă baza, respectiv înălţimea triunghiului isoscel din figura 1.5, de suprafaţă l_c egală cu a trapezului. Rezultă ca dezavantaj faptul că sistemul va funcţiona permanent în regim tranzitoriu, cu viteză variabilă, timpul t_2 fiind nul.

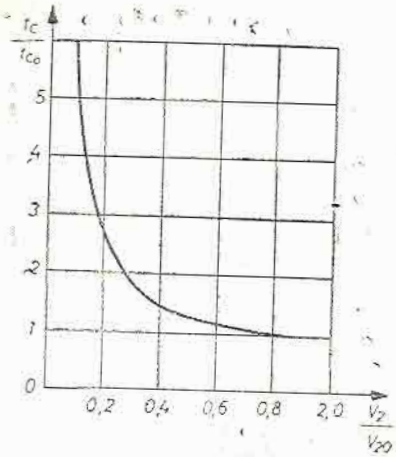


Fig. 1.6. Dependența duratei ciclului de viteză la diagrama trapezoidală.

Se poate demonstra însă că nu este avantajos să se ajungă în cazul limită de triunghi isoscel. Astfel, din relațiile (1.7), (1.8) și (1.9) se deduce:

$$\frac{t_c}{t_{c0}} = \frac{\frac{v_2}{a_1} + \frac{l_c}{v_2}}{2\sqrt{\frac{l_c}{a_1}}} = \frac{v_2}{2\sqrt{a_1 l_c}} + \frac{\sqrt{l_c \cdot a_1}}{2v_2};$$

$$\frac{t_c}{t_{c0}} = \frac{1}{2}\left(\frac{v_2}{v_{20}} + \frac{1}{\frac{v_2}{v_{20}}}\right). \qquad (1.10)$$

Din figura 1.6, în care s-a reprezentat funcția (1.10), se observă că, cu cît viteza relativă v_2/v_{20} crește se obțin variații ale duratei relative a ciclului t_c/t_{c0} din ce în ce mai mici, respectiv reducerea duratei ciclului devine neînsemnată pentru $v_2/v_{20} > 0{,}5$. Ca urmare, pentru reducerea lui t_c este recomandabil să se utilizeze viteza pînă la $v = (0{,}3 \sim 0{,}4)\ v_{20}$.

b) *Condiții rezultate impunînd o putere minimă a mașinii electrice.* Alegerea unei mașini de acționare cu putere minimă definește unele condiții privind forma graficelor de viteză. Alegerea unei mașini cu putere minimă se face în general pe baza încălzirii prin una din metodele mărimilor echivalente (v. capitolul 5) urmărindu-se ca forța, cuplul, puterea sau curentul echivalent să aibă valori cît mai mici.

Considerînd spre exemplu diagrama de formă trapezoidală din figura 1.3, se pune problema ca la aceeași durată t_c și viteză v_2, să se determine accelerațiile astfel încît forța echivalentă să fie minimă. Calculele arată că diagrama de viteză căreia îi corespunde încălzirea minimă este de forma unui trapez isoscel. Aceeași distanță se poate însă parcurge cu diagrame de viteză de forma unui trapez isoscel avînd diferite valori ale vitezei v_2; și pentru v_2 se poate deduce o valoare optimă.

c) *Optimizarea variației vitezei la pornire și oprire.* Realizarea unor accelerații de valoare redusă are ca efect atenuarea solicitărilor mecanice și electrice ale sistemului de acționare. Obținerea unei productivități mărite impune o desfășurare rapidă a procesului de producție, deci valori mari pentru accelerații și viteza stabilizată v_2. Ca urmare, se pune problema determinării accelerației minime în condiții de producție date. Considerînd de exemplu utilajele de ridicat și transportat, care au o largă răspîndire, se cere determinarea accelerației minime în condițiile unui anumit spațiu de parcurs l_c, cu o durată dată t_c și viteză staționară v_2, știind că viteza inițială și finală este nulă. S-a demonstrat că în condițiile date accelerația minimă este constantă, corespunzînd unei variații liniare a vitezei, respectiv unei diagrame de forma unui trapez isoscel [3].

Atenuarea solicitărilor la pornire și oprire, care apare sub forma de smucituri, este necesară mai ales la transportul de persoane, cum este cazul

la vehicule şi ascensoare. Experienţa a aratat că senzaţia neplăcută este datorită variaţiei acceleraţiei

$$s = \frac{da}{dt} = \frac{d^2v}{dt^2}. \qquad (1.11)$$

În cazul diagramei din figura 1.3, pentru pornire, relaţia (1.11) conduce la valorile:

$$\text{la } t = 0 \quad s = \frac{a_1}{0} = +\infty$$

şi la

$$t = t_1 \quad s = -\frac{a_1}{0} = -\infty.$$

Practic din cauza jocurilor şi elasticităţii sistemului nu se obţin valori infinite, însă totuşi smucitura este puternică.

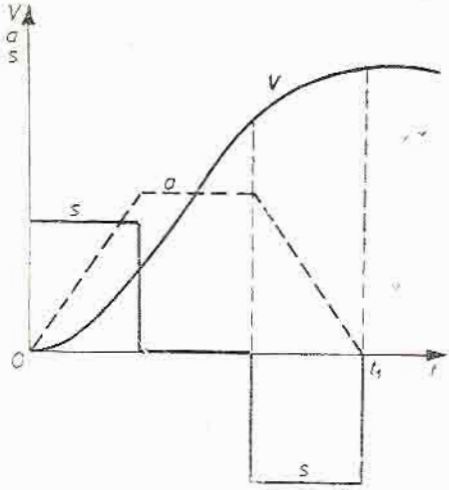


Fig. 1.7. Cinematica pornirii în cazul variaţiei parabolice a vitezei.

Pentru a realiza confortul necesar transportului de persoane, trebuie ca la începutul şi sfîrşitul pornirii viteza să varieze după o curbă care să conducă la valori acceptabile ale smuciturii. De exemplu, în cazul variaţiei parabolice a vitezei la trecerea de la valoare nulă la variaţie liniară se obţine notînd cu k o constantă:

$$v = \frac{1}{2}kt^2 \; ; \quad a = \frac{dv}{dt} = kt \; ; \quad s = \frac{da}{dt} = k.$$

Astfel, pentru pornire, din cinematica proceselor reprezentată în figura 1.7, se observă posibilitatea de limitare a valorii smuciturii s.

1.2.2. Ecuaţia mişcării

În tehnica acţionărilor se folosesc de obicei maşini electrice rotative, din care motiv se examinează în primul rînd mişcarea de rotaţie.

În paragraful 1.1. s-a arătat că maşina electrică *MEA* (fig. 1.1) dezvoltă cuplul M (considerat pozitiv) pentru a învinge cuplul M_R (considerat negativ) produs de mecanismul executor sau de lucru L. Dacă cele două cupluri sînt egale şi de semn contrar, instalaţia funcţionează cu viteză constantă adică în regim stabilizat sau staţionar. Relaţia

$$M - M_R = 0 \qquad (1.12)$$

reprezintă ecuaţia mişcării în această situaţie.

Dacă $M - M_R \neq 0$, atunci viteza acţionării creşte sau scade, după cum cuplul maşinii electrice este mai mare sau mai mic decît al mecanismului de lucru. Diferenţa între cele două cupluri se numeşte *cuplul inerţial* sau *dinamic*, iar relaţia

$$M - M_R = M_J \qquad (1.13)$$

este *ecuaţia mişcării* scrisă pentru cazul general.

Relația de definire a cuplului inerțial se obține pe baza legii fundamentale a dinamicii

$$M_i = \frac{d}{dt}(J\,\Omega)\,; \tag{1.14}$$

rezultă cuplul inerțial

$$M_i = J\frac{d\Omega}{dt} + \Omega\frac{dJ}{d\alpha}\cdot\frac{d\alpha}{dt} \tag{1.15}$$

sau:

$$M_i = J\frac{d\Omega}{dt} + \Omega^2\frac{dJ}{d\alpha}\,. \tag{1.16}$$

Ecuația mișcării (1.13) devine:

$$M - M_R = J\frac{d\Omega}{dt} + \Omega^2\frac{dJ}{d\alpha} \tag{1.17}$$

Dacă J este constant, situație întîlnită de cele mai multe ori în practică, ecuația mișcării obține forma:

$$M - M_R = J\frac{d\Omega}{dt}\,. \tag{1.18}$$

Cuplul M dezvoltat de mașina electrică este motor, dacă rotirea cu viteza Ω are loc în sensul în care acționează M sau, de frînare, dacă mașina este rotită contrar sensului de acțiune a cuplului M, adică M și Ω au semne contrare.

În ce privește semnul pozitiv, acesta se va considera în raport cu un anumit sens al mișcării, față de care se va defini semnul unei anumite mărimi electromecanice.

Cuplul M_R determinat de mecanismul de lucru, denumit *cuplu rezistent*, poate fi de două feluri: reactiv sau potențial, după cum acționează în raport cu mișcarea.

Cuplurile reactive sînt determinate, spre exemplu, de frecare și de deformarea plastică a materialelor realizată prin întindere, compresiune, tăiere sau răsucire. Cuplul reactiv provoacă întotdeauna un efect de frînare, acționînd în sens opus sensului de mișcare. Semnul său se schimbă dacă se schimbă sensul mișcării, cum este de exemplu cazul cuplului de frecare.

Cuplurile potențiale sînt datorate acțiunii cîmpului gravitațional sau apar la deformarea elastică a materialelor. Cuplul potențial își menține sensul, independent de al mișcării, provocînd un efect de motor cînd acționează în sensul mișcării sau de frînare cînd se opune mișcării. Spre exemplu, la un mecanism de ridicare, la ridicarea unei greutăți cuplul M_{Ru} determinat de aceasta se opune mișcării iar la coborîre M_{Ru} acționează în sensul mișcării. Corespunzător, la ridicare mașina electrică de acționare va dezvolta un cuplu motor iar la coborîre M va fi un cuplu de frînare, oferind posibilitatea recuperării energiei, evident, dacă greutatea este suficient de mare încît cuplul util M_{Ru} să depășească valoarea cuplului corespunzător frecării, care totdeauna se opune mișcării. Aceeași situație apare la comprimarea, respectiv la destinderea unui resort, cum ar fi de

exemplu la maşina de încercat şinele de cale ferată la oboseală, unde cuplul mecanismului de lucru are un caracter oscilant.

Practic, cuplul mecanismului de lucru apare adeseori ca un rezultat a două componente, reactivă şi potenţială. Astfel, la un mecanism de ridicare-coborîre, cuplul total M_R este datorat frecărilor şi greutăţilor de transport.

Cuplul inerţial apare ca rezultat al diferenţei $M-M_R$. Din ecuaţia (1.18) rezultă:

— dacă $M > M_R$ atunci $\frac{d\Omega}{dt} > 0$, deci viteza Ω creşte, adică acţionarea se accelerează;

— dacă $M < M_R$ atunci $\frac{d\Omega}{dt} < 0$, deci viteza Ω scade, adică are loc încetinirea acţionării;

— dacă $M = M_R$ atunci $\frac{d\Omega}{dt} = 0$, deci viteza Ω este constantă, adică acţionarea funcţionează în regim stabilizat.

Ecuaţia mişcării se poate exprima cu ajutorul puterilor sau al forţelor pentru sistemele cu mişcare de translaţie.

Ecuaţia de mişcare pentru instalaţiile cu mişcare de translaţie se scrie:

$$F - F_R = F_i \tag{1.19}$$

sau:

$$F - F_R = \frac{d(mv)}{dt} \tag{1.20}$$

şi deci:

$$F_i = m\frac{dv}{dt} + v\frac{dm}{dl} \cdot \frac{dl}{dt} . \tag{1.21}$$

În final rezultă:

$$F_J = m\frac{dv}{dl} + v^2\frac{dm}{dl} , \tag{1.22}$$

respectiv ecuaţia mişcării:

$$F - F_R = m\frac{dv}{dt} + v^2\frac{dm}{dl} . \tag{1.23}$$

Dacă masa este constantă, atunci ecuaţia devine:

$$F - F_R = m\frac{dv}{dt} . \tag{1.24}$$

Ecuaţia mişcării scrisă sub formele (1.23)—(1.24) se utilizează, spre exemplu, în studiul proceselor tranzitorii la acţionările cu maşini liniare.

În cataloage şi în calcule se mai utilizează şi momentul de giraţie în loc de J.

Momentul de inerţie axial al unui corp faţă de o axă, care în tehnica acţionărilor se consideră cea de rotaţie şi care de obicei trece prin centrul de greutate, este definit prin relaţiile

$$J = \int r^2 \mathrm{d}m \qquad (1.25) \qquad \text{şi} \qquad J = \sum_{x=1}^{k} m_x r_x^2 \qquad (1.26)$$

unde $\mathrm{d}m$, respectiv m_x este masa elementului de volum situat la distanţa r, respectiv r_x, de axă, iar $m = \int \mathrm{d}m$ respectiv $m = \Sigma\, m_x$ este masa corpului. Considerînd că masa m este concentrată într-un punct la distanţa r de la axa de rotaţie, astfel aleasă încît

$$J = mr^2 = m\left(\frac{D}{2}\right)^2, \qquad (1.27)$$

s-au definit mărimile de calcul: r — raza de inerţie şi D — diametrul de inerţie.

Dacă se introduce în relaţia (1.27) greutatea $G = gm$, unde $g = 9{,}81$ m/s² este accelerаţia gravitaţională, atunci se obţine:

$$J = \frac{GD^2}{4g}\ [\mathrm{kgm^2}] \text{ respectiv } GD^2 = 4gJ\ [\mathrm{Nm^2}] \qquad (1.28)$$

unde GD^2 este momentul de giraţie sau momentul de volant.

Dacă în relaţia (1.18) se înlocuiesc J cu GD^2 şi viteza Ω cu turaţia n în rot/min,

$$\Omega = \frac{2\pi n}{60}, \qquad (1.29)$$

atunci se obţine ecuaţia mişcării sub formă:

$$M - M_R = \frac{GD^2}{375}\,\frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t}, \qquad (1.30)$$

utilizată în literatura de specialitate, avînd însă în calcule dezavantajul factorului numeric 1/375.

La calculul proceselor tranzitorii se foloseşte adeseori forma operaţională a ecuaţiei mişcării. Considerînd condiţiile iniţiale de valoare zero, transformata Laplace a ecuaţiei (1.18) va fi:

$$M(s) - M_R(s) = Js\Omega(s), \qquad (1.31)$$

respectiv

$$\Omega(s) = \frac{M(s) - M_R(s)}{Js}. \qquad (1.32)$$

Relaţia (1.32) se poate reprezenta prin schema structurală din figura 1.8. Aceste probleme sînt tratate mai detaliat în capitolul 2.

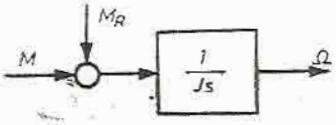


Fig. 1.8. Schema structurală a dinamicii unei acţionări.

1.2.3. Raportarea cuplurilor şi forţelor la acelaşi arbore

Echilibrul cuplurilor exprimat prin ecuaţia mişcării se scrie la acelaşi arbore. Maşina electrică acţionează însă adeseori mecanismul de lucru printr-un sistem de transmisii. Ca urmare, componentele în mişcare ale ansamblului maşină electrică — transmisie—mecanism de lucru avînd viteze diferite, în calculele de proiectare apare necesitatea raportării la acelaşi arbore a cuplurilor, forţelor, momentelor de inerţie sau a masei.

De obicei raportarea se face la arborele maşinii electrice de acţionare. Principiul raportării este al conservării energiei, în baza căruia puterea corespunzătoare mărimii raportate este egală cu puterea corespunzătoare mărimii iniţiale, ţinînd seama şi de pierderile din sistem, care se adună sau se scad în funcţie de sensul în care se face transferul de energie.

Pentru deducerea relaţiilor de raportare se consideră schema din figura 1.9, în care s-au notat MEA maşina de acţionare, L mecanismul de lucru, M_R, M_{R1} ... M_{Rn} cuplurile determinate de L raportate la arborii 0,1 ... ... n cu vitezele unghiulare Ω, Ω_1 ... Ω_n şi momentele de inerţie J, J_1 ... ... J_n corespunzătoare, i_1 ... i_n rapoartele de transmisie şi η_1 ... η_n randamentele perechilor de roţi dinţate definite prin relaţiile:

$$\eta = \eta_1 \eta_2 \ldots \eta_n \tag{1.33}$$

în care η este randamentul total şi

$$i_1 = \frac{\Omega}{\Omega_1}\ ; \quad i_2 = \frac{\Omega_1}{\Omega_2}\ ; \ldots \quad i_n = \frac{\Omega_{n-1}}{\Omega_n} \tag{1.34}$$

$$i = \frac{\Omega}{\Omega_n} = i_1 i_2 \ldots i_n. \tag{1.35}$$

Egalînd puterile la arbori succesivi, în ipoteza că maşina electrică funcţionează ca motor, se pot scrie relaţiile:

$$\frac{1}{\eta_1} M_{R1}\, \Omega_1 = M_R \qquad \text{de unde} \qquad M_R = \frac{M_{R1}}{\eta_1 i_1},$$

respectiv

$$M_{R1} = \frac{M_{R2}}{\eta_2 i_2} \ldots . \; M_{Rn} = \frac{M_{Rn-1}}{\eta_n i_n}$$

care înmulţite între ele conduc la rezultatul

$$M_R = M_{Rn} \frac{i}{i_1 i_2 \ldots i_n} \cdot \frac{1}{\eta_1 \eta_2 \ldots \eta_n} = M_{Rn} \frac{1}{i \eta}, \tag{1.36}$$

care exprimă relaţia de raportare a cuplului la arborele motorului.

Dacă maşina electrică MEA funcţionează ca frînă, sensul de transmitere a energiei se schimbă şi expresia cuplului raportat M_R devine:

$$M_R = M_{Rn} \frac{\eta}{i}\,. \tag{1.37}$$

În unele cazuri utilajele au în componenţa lor mecanisme cu mişcare de translaţie, ca de exemplu podurile rulante şi rabotezele. Schema unui

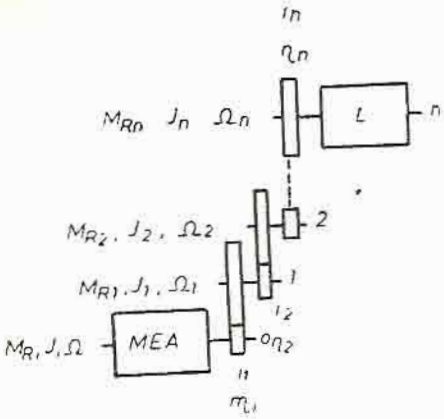


Fig. 1.9. Acţionare cu transmisii.

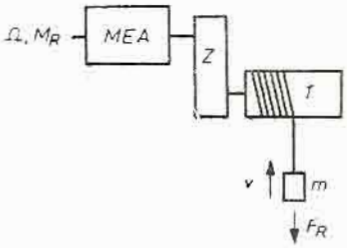


Fig. 1.10. Schema acţionării unui mecanism de ridicare.

astfel de mecanism folosit pentru ridicare este arătată în figura 1.10, în care maşina MEA acţionează toba T prin transmisia Z în scopul ridicării masei m de greutate F_R cu viteza v.

Din egalitatea puterilor, în ipoteza ridicării greutăţii,

$$M_R = \frac{1}{\eta} F_R v,$$

rezultă cuplul la arborele maşinii electrice de acţionare, MEA:

$$M_R = \frac{F_R v}{\eta \Omega}. \tag{1.38}$$

La coborîre în regim stabilizat, MEA frînează, pierderile fiind acoperite de mecanismul de lucru; rezultă:

$$M_R = \eta F_R \frac{v}{\Omega}. \tag{1.39}$$

Mecanismele biclă-manivelă, întîlnite la presele mecanice, foarfeci, compresoarele cu piston, războaiele de ţesut etc., ridică aspecte specifice pentru dinamica acţionărilor electrice. Schema mecanismului bielă-manivelă este arătată în figura 1.11, în care s-au notat cu: r — raza cercului manivelei, l — lungimea bielei, α şi β — unghiurile formate cu axa x, a şi b — distanţele pînă la centrul de greutate C al bielei, F — forţa care acţionează în punctul de atac al bielei, cu componentele corespunzătoare F_b şi F_n şi componenta tangenţială F_t care echilibrează componenta forţei rezistente F_{Rt}.

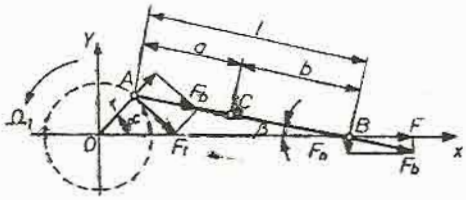


Fig. 1.11. Schema unui mecanism bielă-manivelă.

Cuplul mecanismului de lucru raportat la axa O este:

$$M_{RO} = F_t\, r, \tag{1.40}$$

iar la arborele maşinii electrice:

$$M_R = \frac{F_t\, r}{i\,\eta}. \tag{1.41}$$

Ţinînd seama că $F = F_b \cos\beta$, se obţine expresia:

$$F_t = F_b \cos\left[\frac{\pi}{2} - (\alpha + \beta)\right] = \frac{F \sin(\alpha + \beta)}{\cos\beta}, \tag{1.42}$$

care, înlocuită în (1.41), conduce la forma finală:

$$M_R = \frac{F r}{i\,\eta}\,\frac{\sin(\alpha + \beta)}{\cos\beta} = \frac{F r}{i\,\eta}\left[\sin\alpha + \frac{r}{2l}\cdot\frac{\sin 2\alpha}{\sqrt{1 - \left(\frac{r}{l}\right)^2 \sin^2\alpha}}\right]. \tag{1.43}$$

Dacă $\frac{r}{l} < \frac{1}{5}$ atunci se poate admite $\beta \cong 0$, (1.43)devenind:

$$M_R = \frac{F r}{i\,\eta}\sin\alpha. \tag{1.44}$$

1.2.4. Raportarea momentelor de inerţie şi a masei la acelaşi arbore

Raportarea momentelor de inerţiie J, J_1, $J_2 \ldots J_n$ la arborele maşinii de acţionare MEA se face înlocuindu-le cu un moment de inerţie echivalent J_e, corespunzător unei piese fictive, a cărei energie cinetică să fie egală cu suma energiilor înmagazinate în piesele reale cu momentele de inerţie J, $J_1 \ldots J_n$ (fig. 1.9), adică:

$$J_e \frac{\Omega^2}{2} = J\frac{\Omega^2}{2} + J_1\frac{\Omega_1^2}{2} + J_2\frac{\Omega_2^2}{2} + \ldots + J_m\frac{\Omega_n^2}{2} \tag{1.45}$$

Rezultă momentul de inerţie echivalent:

$$J_e = J + J_1\left(\frac{\Omega_1}{\Omega}\right)^2 + J_2\left(\frac{\Omega_2}{\Omega}\right)^2 + \ldots + J_n\left(\frac{\Omega_n}{\Omega}\right)^2 \tag{1.46}$$

Pe baza relaţiilor (1.34) expresia (1.46) se mai poate scrie:

$$J_e = J + J_1\frac{1}{i_1^2} + J_2\frac{1}{i_1^2 i_2^2} + \ldots + J_n\frac{1}{i_1^2 i_2^2 \ldots i_n^2}. \tag{1.47}$$

În cazul mecanismelor cu mişcare de translaţie (fig. 1.10) se pune problema raportării masei m la arborele maşinii MEA. Din egalitatea energetică

$$\frac{1}{2} J_e \Omega^2 = \frac{1}{2} m v^2, \tag{1.48}$$

se obţine:

$$J_e = m\left(\frac{v}{\Omega}\right)^2. \tag{1.49}$$

Ţinînd seama şi de piesele în mişcare de rotaţie, din relaţiile (1.46) şi (1.49) se obţine expresia mai generală a momentului de inerţie echivalent:

$$J_e = J + J_1\left(\frac{\Omega_1}{\Omega}\right)^2 + J_2\left(\frac{\Omega_2}{\Omega}\right)^2 + \ldots + J_n\left(\frac{\Omega_n}{\Omega}\right)^2 + m\left(\frac{v}{\Omega}\right)^2. \tag{1.50}$$

La acţionările cu mecanism bielă-manivelă momentul de inerţie echivalent J_e se obţine scriind egalitatea sumei energiilor cinetice ale pieselor în mişcare cu energia cinetică a piesei echivalente fictive care le înlocuieşte:

$$\frac{1}{2} J_e \Omega_1^2 = \frac{1}{2} J_1 \Omega_1^2 + \frac{1}{2} m_2 v_2^2 + \frac{1}{2} J_2 \Omega_2^2 + \frac{1}{2} m_3 v_3^2, \tag{1.51}$$

de unde

$$J_e = J_1 + m_2 \frac{v_2^2}{\Omega_1^2} + J_2 \frac{\Omega_2^2}{\Omega_1^2} + m_3 \frac{v_3^2}{\Omega_1^2}, \tag{1.52}$$

în care J_1 este momentul de inerţie al pieselor în rotaţie în jurul punctului O cu viteza Ω_1, m_2 — masa bielei, v_2 şi Ω_2 — viteza de translaţie şi viteza unghiulară a centrului de greutate C în jurul punctului B (fig. 1.11), m_3 — masa pieselor în mişcare de translaţie antrenate de capul bielei B, avînd viteza liniară v_3. Adeseori termenii care conţin pe m_2 şi J_2 se pot neglija faţă de ceilalţi termeni.

Coordonatele punctului C sînt:

$$x_2 = r \cos \alpha + a \cos \beta; \qquad y_2 = b \sin \beta.$$

Ţinînd seama că

$$r \sin \alpha = l \sin \beta, \tag{1.53}$$

coordonatele devin:

$$x_2 = r \cos \alpha + a \sqrt{1 - \left(\frac{r}{l}\right)^2 \sin^2 \beta}, \tag{1.54}$$

$$y_2 = b \frac{r}{l} \sin \alpha. \tag{1.55}$$

Componentele vitezei punctului C după axele x şi y vor fi:

$$v_{2x} = \frac{dx_2}{dt} = \frac{dx_2}{d\alpha}\frac{d\alpha}{dt} = -r\Omega_1\left[\sin \alpha + \frac{ar}{2l^2} \cdot \frac{\sin 2\alpha}{\sqrt{l - \left(\frac{r}{l}\right)^2 \sin^2 \alpha}}\right], \tag{1.56}$$

$$v_{2y} = \frac{dy_2}{dt} = \frac{dy_2}{d\alpha}\frac{d\alpha}{dt} = 2\Omega_1 \frac{b}{l} \cos \alpha. \tag{1.57}$$

Viteza punctului C va fi:

$$v_2 = \sqrt{v_{2x}^2 + v_{2y}^2}. \tag{1.58}$$

Viteza capului de cruce B se obține înlocuind în relațiile (1.56) și (1.57) $a = 1$ și $b = 0$.

$$v_3 = v_{3x} = -r\Omega_1 \left[\sin\alpha = \frac{r}{2l} \frac{\sin 2\alpha}{\sqrt{1 - \left(\frac{r}{l}\right)^2 \sin^2\alpha}} \right], \tag{1.59}$$

$$v_{3y} = 0.$$

Viteza unghiulară Ω_2 a bielei, ținînd seama de relația 1.53, este:

$$\Omega_2 = \frac{d\beta}{dt} = \frac{d\beta}{d\alpha}\frac{d\alpha}{dt} = \Omega_1 \frac{d\beta}{d\alpha} = \Omega_1 \frac{\frac{r}{l}\cos\alpha}{\sqrt{1 - \left(\frac{r}{l}\sin\alpha\right)^2}}. \tag{1.60}$$

Cu expresiile (1.52), (1.56)—(1.60) se calculează J_e în cazul general.

1.2.5. Stabilitatea statică a acționărilor electrice

Dinamica unei acționări este definitivă prin ecuația mișcării (1.18); în regim stabilizat aceasta obține forma (1.12), care arată că punctul de funcționare A se stabilește la intersecția caracteristicii mecanice a mașinii electrice de acționare cu caracteristica mecanică a mecanismului de lucru (fig. 1.12). Punctul A poate corespunde unei funcționări stabile sau instabile, fapt care impune alegerea unui criteriu de apreciere a stabilității statice a sistemului de acționare electrică.

Se definește că un sistem de acționare electrică funcționează stabil în punctul A, dacă la apariția unei mici perturbații care duce la variația vitezei acționării electrice, funcționarea se stabilizează la o nouă valoare a vitezei, într-un punct de funcționare A', apropiat de A; în cazul că perturbația dispare, funcționarea se stabilizează din nou în A. Acest gen de stabilitate este denumită *statică*, deoarece funcționarea are loc pe caracteristicile mecanice statice. Perturbațiile care pot apare sînt: variația tensiunii de alimentare sau a frecvenței, variația cuplului M_R, variația rezistențelor cu temperatura etc.

În cazul funcționării stabile, în punctul A, fenomenele se desfășoară astfel, în ipoteza că apare o perturbație de încărcare ce duce la modificarea caracteristicii mecanismului de lucru de la forma *1* la forma *2*, cu *3* fiind notată caracteristica mașinii electrice de acționare (fig. 1.12): în momentul apariției perturbației viteza Ω_1 rămînînd constantă din cauza inerției sistemului, cuplul mecanismului de lucru, adică M_{RB} devine mai mare ca al mașinii electrice, adică M_A; deoarece $M_A < M_{RB}$ viteza scade

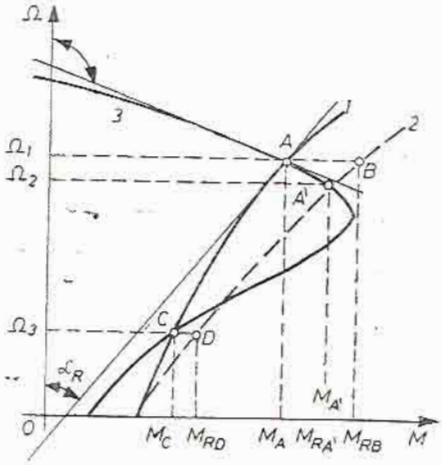


Fig. 1.12. Explicativă la stabilitatea statică.

pînă la valoarea Ω_2 corespunzătoare punctului A', în care funcţionarea se stabilizează, deoarece $M_{A'} = M_{RA'}$.

În figura 1.12, punctul C corespunde unei funcţionări instabile. Astfel, la apariţia perturbaţiei datorită căreia caracteristica *1* devine *2*, cuplul mecanismului de lucru va deveni M_{RD}; cuplul maşinii electrice fiind M_C, rezultă $M_{RD} > M_C$, deci viteza va scădea faţă de Ω_3, fără a ajunge la un punct de funcţionare stabil, pînă la oprirea acţionării, deoarece în tot intervalul $\Omega_3 > \Omega \geqslant 0$ este valabilă inegalitatea $M < M_R$.

În concluzie, prin stabilitatea unui sistem de acţionare electrică se înţelege proprietatea acestuia de a reveni la echilibru stabil într-un interval de timp cît mai scurt, după ce a fost scos din echilibru datorită variaţiei încărcării M_R sau datorită modificării cuplului maşinii electrice M.

Stabilitatea statică se poate examina şi analitic după cum urmează.

În general, la aplicarea perturbaţiei cuplul maşinii electrice se modifică de la M la $M + \Delta M$, cuplul mecanismului de lucru de la M_R la $M_R + \Delta M_R$ şi viteza de la Ω la $\Omega + \Delta\Omega$, ecuaţia (1.18) obţinînd forma:

$$(M + \Delta M) - (M_R + \Delta M_R) = J \frac{d}{dt} (\Omega + \Delta\Omega). \tag{1.61}$$

Din ecuaţiile (1.18) şi (1.16) rezultă:

$$\Delta M - \Delta M_R = J \frac{d(\Delta\Omega)}{dt}. \tag{1.62}$$

Considerînd intervale de timp foarte scurte, în care M şi M_R se aproximează că variază liniar cu viteza, se poate scrie (fig. 1.12):

$$\Delta M = \frac{dM}{d\Omega} \Delta\Omega = \Delta\Omega \operatorname{tg} \alpha \tag{1.63}$$

şi

$$\Delta M_R = \frac{dM_R}{d\Omega} \Delta\Omega = \Delta\Omega \operatorname{tg} \alpha_R, \tag{1.64}$$

pe baza relaţiilor (1.61)—(1.64) obţinîndu-se:

$$\left(\frac{dM}{d\Omega} - \frac{dM_R}{d\Omega}\right) \Delta\Omega = J \frac{d(\Delta\Omega)}{dt}. \tag{1.65}$$

Notînd cu

$$\psi = \operatorname{tg} \alpha - \operatorname{tg} \alpha_R \tag{1.66}$$

coeficientul de stabilitate statică, relaţia (1.65) devine:

$$dt = \frac{J}{\psi} \frac{d(\Delta\Omega)}{\Delta\Omega}. \tag{1.67}$$

Integrînd ecuaţia diferenţială (1.67) în ipoteza că la $t = 0$, cînd apare perturbaţia, $\Delta\Omega = \Delta\Omega_i$, iar după timpul t variaţia vitezei devine $\Delta\Omega$, se obţine:

$$\Delta\Omega = \Delta\Omega_i \, e^{\frac{\psi}{J} t}. \tag{1.68}$$

Din relaţia (1.68) rezultă că pentru a avea o funcţionare stabilă, adică viteza Ω să se stabilizeze la o valoare constantă, deci $\Delta\Omega=0$, J şi t fiind întotdeauna pozitive, trebuie ca

$$\psi < 0. \qquad (1.69)$$

Spre exemplul, dacă M_R este constant atunci tg $\alpha_R = 0$, deci relaţia (1.69) devine tg $\alpha < 0$, respectiv $\alpha > 90°$, deci caracteristica $\Omega = f(M)$ trebuie să fie căzătoare.

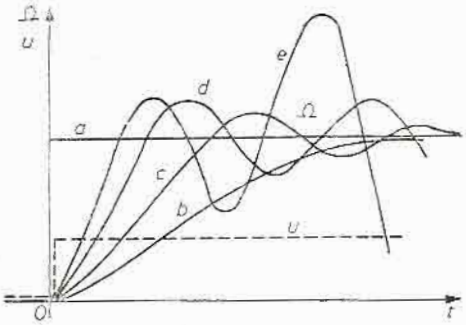


Fig. 1.13. Explicativă la stabilitatea dinamică.

Inegalitatea (1.69), în baza relaţiilor (1.63), (1.64) şi (1.66) poate fi scrisă sub forma:

$$\psi = \frac{dM}{d\Omega} - \frac{dM_R}{d\Omega} = \frac{dM_J}{d\Omega} < 0. \qquad (1.70)$$

de unde rezultă că pentru o funcţionare stabilă este necesar ca la creşterea vitezei, adică $d\Omega > 0$, să corespundă o micşorarare a cuplului inerţial M_J, adică $dM_J < 0$ şi invers.

Dacă perturbaţiile sau specificul sistemului de acţionare electrică conduc la variaţii rapide ale cuplului M sau M_R sau ale ambelor, punctul de funcţionare se deplasează pe o traiectorie „dinamică", mai mult sau mai puţin diferită de caracteristica mecanică statică, în funcţie de parametrii ce caracterizează inerţia electromecanică şi electromagnetică a sistemului. Acest caz reclamă examinarea stabilităţii dinamice.

Adeseori calitatea sistemelor automate de acţionare electrică se apreciază pe baza modului în care sistemul răspunde prin mărimea de ieşire la o variaţie semnal în treaptă a mărimii de intrare. De exemplu, în figura 1.13 semnalul treaptă al unei acţionări cu maşină de c.c este dat prin tensiunea aplicată $u(t)$ iar $\Omega(t)$ reprezintă variaţia vitezei unghiulare, respectiv a mărimii de ieşire în următoarele situaţii:

a — sistemul este ideal, adică nu are nici un fel de inerţie, în care caz şi $\Omega(t)$ are o variaţie sub formă de treaptă;

b — parametrii care definesc inerţia au astfel de valori încît procesul este aperiodic;

c — $\Omega(t)$ are o variaţie sinusoidală care se amortizează;

d — $\Omega(t)$ oscilează permanent în jurul unei valori medii, situaţie defavorabilă pentru procesul tehnologic şi sistemul de acţionare electrică;

e — $\Omega(t)$ oscilează permanent şi cu amplitudini crescînde, situaţie inadmisibilă pentru sistemul de acţionare electrică şi procesul de producţie, funcţionarea fiind instabilă. Calculul parametrilor sistemului trebuie astfel făcut încît să se obţină un proces tranzitoriu amortizat.

1.2.6. Metode de rezolvare a ecuaţiei mişcării. Procese tranzitorii

a) *Procesele tranzitorii*, definite în paragraful 1.1, au o importanţă mare, ele determinînd adeseori în bună parte consumul de energie electrică, productivitatea, calitatea produselor, solicitarea electromagnetică, mecanică

şi termică a sistemului de acţionare electrică şi condiţiile pentru proiectarea acţionării inclusiv a comenzii automate.

Modul de desfăşurare a proceselor tranzitorii depinde de tipul acţionării electrice, proprietăţile mecanismului de lucru şi felul procesului tehnologic realizat. Influenţa sistemului de acţionare electrică asupra modului şi în special a ritmului de desfăşurare a proceselor tranzitorii se manifestă prin inerţia mecanică, electromagnetică şi termică, de care se ţine seama în calcule prin constantele de timp corespunzătoare.

Inerţia mecanică este datorită masei pieselor în mişcare. Influenţa ei se manifestă direct asupra felului de variaţie a vitezei. În cazul în care caracteristica mecanică naturală a maşinii electrice de acţionare poate fi aproximată liniară în zona uzuală de lucru, inerţia mecanică se caracterizează prin constanta electromecanică de timp

$$T_m = \frac{J(\Omega_0 - \Omega_N)}{M_N}, \tag{1.71}$$

unde M_N şi Ω_N sînt cuplul respectiv viteza nominală a maşinii, Ω_0 viteza la mers în gol ideal şi J momentul de inerţie raportat la arborele motorului.

Inerţia electromagnetică este datorită inductivităţii înfăşurărilor maşinilor electrice şi aparatelor. Ea influenţează direct modul de variaţie al curentului şi este caracterizată prin constanta electromagnetică de timp

$$T = \frac{L}{R}, \tag{1.72}$$

în care L şi R sînt inductivitatea respectiv rezistenţa înfăşurării considerate; T îşi justifică denumirea de „constantă" dacă L poate fi aproximat constant.

Inerţia termică, determinată de masa, forma şi proprietăţile termice ale corpurilor, influenţează direct variaţia temperaturii şi este caracterizată prin constanta de timp a încălzirii

$$T = \frac{cm}{hS}, \tag{1.73}$$

în care c este căldura specifică, h — coeficientul de transmitere a căldurii prin suprafaţa S şi m — masa corpului.

Cele trei inerţii influenţează în mod diferit desfăşurarea proceselor tranzitorii. Fenomenele electromagnetice şi electromecanice se desfăşoară într-un interval de timp mult mai scurt decît cele termice şi, ca urmare, variaţia temperaturii în acest interval este neînsemnată. Din acest motiv, la cercetarea proceselor tranzitorii se neglijează de obicei influenţa temperaturii.

La rîndul lor, fenomenele electromagnetice decurg adeseori mai repede decît cele electromecanice şi, de aceea, în multe cazuri se poate aproxima că ele nu se influenţează reciproc. În această situaţie studiul proceselor tranzitorii se face pe baza ecuaţiei diferenţiale a mişcării, legăturile între mărimile electrice fiind aproximate sub formă de relaţii algebrice.

Dacă se consideră şi inerţia electromagnetică, pe lîngă ecuaţia mişcării se adaugă şi ecuaţiile diferenţiale ale mărimilor electromagnetice.

b) *Metode analitice de rezolvare a ecuaţiei mişcării.* În cele ce urmează se vor analiza aspecte generale ale proceselor tranzitorii considerînd numai fenomenele electromecanice, pentru acţionările electrice la care caracte-

ristica mecanică a maşinii electrice se poate aproxima ca o dreaptă, caz adeseori aplicabil la maşina de c.c. cu excitaţie în derivaţie şi la maşina asincronă în zona uzuală de funcţionare, adică la alunecări mai mici decît alunecarea critică. Astfel, se determină curbele $M = f_1(t)$ şi $\Omega = f_2(t)$ fie în cazul variaţiei în treaptă a cuplului M_R (fig. 1.15), fie în cazul modificării bruşce a cuplului maşinii electrice, rezolvînd ecuaţia mişcării.

Se va utiliza în calcule alunecarea

$$s = \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0}, \tag{1.74}$$

unde Ω_0 este viteza sincronă în cazul maşinii asincrone. În cazul maşinii de c.c. cu excitaţie în derivaţie Ω_0 este viteza de mers în gol ideal, s avînd numai o semnificaţie matematică.

Notînd cu indicele N valorile nominale, legătura $M = f(s)$ este reprezentată în figura 1.14 şi exprimată prin relaţiile

$$\frac{M}{s} = \frac{M_N}{s_N} = \frac{M_R}{s_R}. \tag{1.75}$$

Funcţiile căutate se obţin rezolvînd ecuaţia mişcării (1.18).

Din expresiile (1.74) şi (1.75) rezultă relaţia:

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\Omega_0 \frac{ds}{dt} = -\frac{\Omega_0 s_N}{M_N} \frac{dM}{dt}, \tag{1.76}$$

care înlocuită în (1.18) conduce la ecuaţia

$$M - M_R = -\frac{J\Omega_0 s_N}{M_N} \frac{dM}{dt}, \tag{1.77}$$

unde

$$T_m = \frac{J\Omega_0 s_N}{M_N} \tag{1.78}$$

se măsoară în secunde şi este constanta electromecanică de timp, definită anterior prin relaţia (1.71), identică cu (1.78).

Soluţia ecuaţiei diferenţiale

$$\frac{dM}{dt} + \frac{M}{T_m} = \frac{M_R}{T_m}, \tag{1.79}$$

obţinută din (1.77) şi (1.78), este de forma:

$$M = Ae^{-\frac{t}{T_m}} + B, \tag{1.80}$$

unde constanta B rezultă egală cu M_R; constanta A se calculează înlocuind în (1.80) condiţia iniţială ca la $t = 0$ cuplul $M = M_i$:

$$A = M_i - M_R.$$

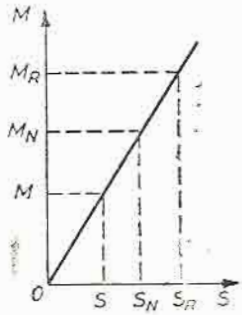


Fig. 1.14. Caracteristică liniară $M = f(s)$.

În final, relația (1.80) devine:

$$M = M_R\left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right) + M_i e^{-\frac{t}{T_m}}. \tag{1.81}$$

Din relațiile (1.81), (1.74) și (1.75) se mai obțin expresiile:

$$s = s_R\left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right) + s_i e^{-\frac{t}{T_m}} \tag{1.82}$$

$$\Omega = \Omega_R\left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right) + \Omega_i e^{-\frac{t}{T_m}}, \tag{1.83}$$

unde s_i și Ω_i sînt alunecarea și viteza unghiulară inițiale.

Curbele $M = f_1(t)$ și $\Omega = f_2(t)$ sînt reprezentate în figura (1.15), în cazul variației bruşce a sarcinii de la valoarea M_{Ri} la M_R, în ipoteza $M_R > M_{Ri}$.

Dacă cuplul mecanismului de lucru se prezintă sub forma unei funcții periodice de timp, cercetarea proceselor tranzitorii se poate face recurgînd la descompunere în serie Fourier. Spre exemplu, o astfel de diagramă pentru un compresor cu piston este arătată în figura 1.16, la care dependența cuplului M_R de unghiul manivelei α a fost transformată într-o dependență de timp cu durata ciclului t_c, aproximînd o legătură liniară între α și t. Armonicile de ordinul 1, 2 și 3 s-au reprezentat cu linii întrerupte. Se cere ca acționarea să fie astfel proiectată, încît oscilațiile vitezei Ω în raport cu valoarea medie Ω_m să fie cît mai mici.

Diagrama cuplului M_R apare descompusă în armonici astfel:

$$M_R = M_{Rm} + M_{R1a}\sin(\omega_1 t + \varphi_1) + M_{R2a}\sin(\omega_2 t + \varphi_2) + \ldots$$
$$+ M_{Rna}\sin(\omega_n t + \varphi_n) = M_{Rm} + M_{Rv}, \tag{1.84}$$

unde $\omega_1 = \frac{2\pi}{t_c}$, $\omega_2 = 2\omega_1 \ldots \omega_n = n\omega_1$, $\varphi_1\varphi_2 \ldots \varphi_n$ sînt unghiurile de fază ale armonicelor, M_{Rm} este valoarea medie și M_{Rv} partea variabilă a cuplului M_R iar cu indicele a s-au notat amplitudinele. Pentru simplificarea relațiilor se consideră cazul cuplării directe a mașinii electrice cu compresorul. Dacă $i \neq 1$, se aplică relațiile de raportare din paragraful 1.2.3.

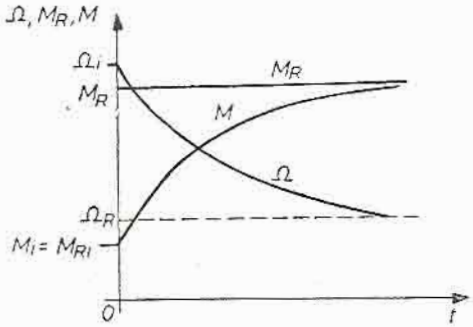


Fig. 1.15. Curbele $M = f_1(t)$ și $\Omega = f_2(t)$ la variația bruscă a sarcinii M_R.

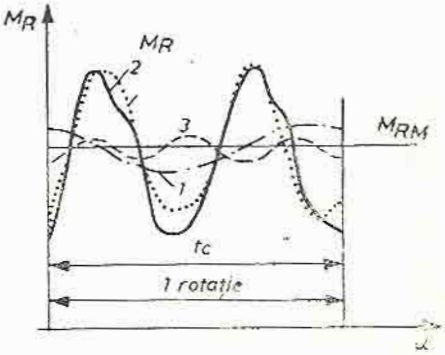


Fig. 1.16. Diagrama cuplului unui compresor și armonicele sale 1, 2, 3.

Ecuația mișcării (1.18), ținînd seama de expresiile (1.76) și (1.84), devine:

$$M - M_{Rm} - M_{Rv} + J\Omega_0 \frac{ds}{dt} = 0. \tag{1.85}$$

Cuplul M, ca și M_R, poate fi scris sub forma:

$$M = M_m + M_v, \tag{1.86}$$

unde M_m este cuplul mediu al mașiuii, căruia îi corespunde valoarea medie a alunecării, s_m, valori față de care se consideră oscilațiile lui M_v și s_v, exprimate prin părțile variabile M_v și s_v; deci și

$$s = s_m + s_v. \tag{1.87}$$

Pe baza relațiilor (1.78), (1.84), (1.87) și (1.75), avînd în vedere că $M_m - M_{Rm} = 0$, rezultă:

$$s_v + T_m \frac{ds_v}{dt} = s_{R1a} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + s_{R2a} \sin(\omega_2 t + \varphi_2) + \ldots +$$

$$+ s_{Rna} \sin(\omega_n t + \varphi_n). \tag{1.88}$$

Considerînd în ecuația (1.88) numai armonica de ordinul x, pentru a-i analiza influența, cu $\varphi_x = 0$, se obține:

$$s_v + T_m \frac{ds_v}{dt} = s_{Rxa} \sin \omega_x t, \tag{1.89}$$

unde s_v trebuie să fie tot de formă sinusoidală, adică:

$$s_v = s_{va} \sin(\omega_x t + \varphi). \tag{1.90}$$

Înlocuind (1.90) în (1.98) rezultă:

$$s_{va} \sin(\omega_x t + \varphi) + T_m \omega_x s_{va} \cos(\omega_x t + \varphi) = s_{Rxa} \sin \omega_x t. \tag{1.91}$$

Astfel de oscilații sinusoidale se pot reprezenta fazorial. Trecînd la mărimi complexe, ecuația (1.91) devine:

$$\underline{s}_v + \mathrm{j}\, T_m \omega_x \underline{s}_v = \underline{s}_{Rx},$$

de unde rezultă:

$$\underline{s}_v = \underline{s}_{Rx} \frac{1}{1 + \mathrm{j}\omega_x T_m}. \tag{1.92}$$

Relația (1.92), pe baza relației (1.75), devine:

$$\underline{M}_v = \underline{M}_{Rx} \frac{1}{1 + \mathrm{j}\omega_x T_m}. \tag{1.93}$$

Extremitatea fazorului $\underline{M}_v$ descrie un cerc, la variația frecvenței perturbatoare de la zero la infinit (fig. 1.17) și anume, pe măsură ce crește frecvența, $\underline{M}_v$ devine mai mic. Aceasta înseamnă că cuplul M_{Rx} este preluat din ce în ce mai mult de masa în mișcare de rotație, respectiv de cuplul inerțial corespunzător. Oscilațiile cuplului mașinii de acționare apar în rețeaua de alimentare ca și oscilații de putere, din care prezintă impor-

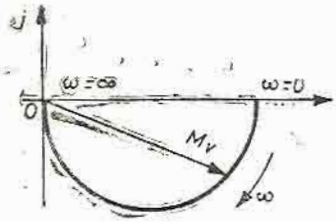


Fig. 1.17. Variaţia fazorului M_v.

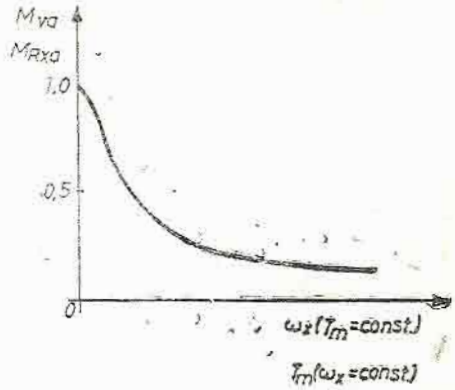


Fig. 1.18. Variaţia amplitudinii oscilaţiei cuplului maşinii de acţionare.

tanţă mai ales valoarea amplitudinii. Amplitudinea oscilaţiei cuplului maşinii se obţine din expresia (1.93):

$$M_{va} = M_{Rxa} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_x^2 T_m^2}}, \tag{1.94}$$

curba de variaţie a raportului M_{va}/M_{Rxa} fiind reprezentată în figura 1.18. Se observă că valoarea amplitudinii M_{va} se micşorează prin mărirea lui ω_x la T_m constant sau prin mărirea lui T_m la ω_x constant.

De cele mai multe ori se manifestă în mod deosebit o singură oscilaţie şi anume de frecvenţa mai joasă, care de obicei se consideră la dimensionarea acţionării. În funcţie de destinaţia acţionării, se recomandă însă verificarea şi a influenţei altor frecvenţe.

La proiectare, se cere ca oscilaţiile de putere, respectiv de cuplu, să nu depăşească o anumită valoare. Fiind cunoscute M_{Rxa} şi ω_x, se determină T_m din relaţia (1.94), astfel ca oscilaţiile de cuplu să rămînă între limitele admisibile:

$$T_m = \frac{1}{\omega_x} \sqrt{\left(\frac{M_{Rax}}{M_{va}}\right)^2 - 1}. \tag{1.95}$$

Din relaţia (1.78) se poate calcula J, alegînd pentru alunecarea s_N o valoare apropiată de s_m.

La acţionările cu funcţionare periodică este important şi calculul gradului de neregularitate, pentru care se prescriu limite şi care este definit prin relaţia

$$\delta = \frac{\Omega_{max} - \Omega_{min}}{\Omega_m}, \tag{1.96}$$

unde Ω_{max}, Ω_{min} şi Ω_m sînt vitezele unghiulare maximă, minimă şi medie. Pentru armonica x, pe baza relaţiilor (1.75), (1.92) şi (1.96), rezultă:

$$\delta_x = \frac{2\Omega_{va}}{\Omega_m} = \frac{2\Omega_0 s_{va}}{\Omega_0(1 - s_m)} = \frac{2\frac{M_{Rax}}{M_N} s_N \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_x^2 T_m^2}}}{1 - \frac{M_{Rm}}{M_N} s_N} = \frac{2\frac{M_{Rxa}}{M_{Rm}}}{\sqrt{1 + \omega_x^2 T_m^2}\left(\frac{M_N}{s_N M_{Rm}} - 1\right)}. \tag{1.97}$$

c) *Metode grafice și grafo-analitice de rezolvare a ecuației mișcării.* În cazul în care caracteristicile mecanice ale mașinii de acționare și mecanismului de lucru nu se pot exprima analitic, dar sînt date sub formă grafică, obținută spre exemplu prin măsurători, se recurge la metode grafice sau grafo-analitice de rezolvare a ecuației mișcării. Se consideră situația în care se poate neglija inerția electromagnetică și momentul de inerție echivalent J este, sau se poate aproxima constant.

Din ecuația mișcării (1.18) se obține:

$$dt = J\frac{d\Omega}{M - M_R} = \frac{J\Omega_N}{M_N}\frac{d\frac{\Omega}{\Omega_N}}{\frac{M}{M_N} - \frac{M_R}{M_N}} = T_p\frac{d\Omega_r}{M_r - M_{Rr}}, \tag{1.98}$$

unde s-au notat cu indicele r valorile relative ale lui Ω, M și M_R iar cu

$$T_p = \frac{J\Omega_N}{M_N} \tag{1.99}$$

așa numitul *timp normal de pornire*; T_p are de obicei valoarea $1 - 2s$, dacă J se referă numai la rotorul mașinii electrice. Cu $M_{Jr} = M_r - M_{Rr}$, ecuația (1.98) devine:

$$t = T_p\int\frac{d\Omega_r}{M_{Jr}} \tag{1.100}$$

Curbele $\Omega_r = f_1(t)$ și $M_r = f_2(t)$ se obțin cu ajutorul relației (1.100) efectuînd calculul grafo-analitic sistematizat în figura 1.19, în care s-au reprezentat caracteristicile $M_r = f_1(\Omega_r)$ și $M_{Rr} = f_2(\Omega_r)$, rezultînd grafic (fig. 1.19, *a*) și diferența lor, $M_{Jr} = f_3(\Omega_r)$. Se calculează funcția $\frac{1}{M_{Jr}} = f_4(\Omega_r)$ și se reprezintă în figura 1.19, *b*, suprafața hașurată exprimînd la scara corespunzătoare valoarea integralei

$$\frac{t_x}{T_p} = t_{rx} = \int_0^{\Omega_{rx}}\frac{d\Omega_r}{M_{Jr}} \tag{1.101}$$

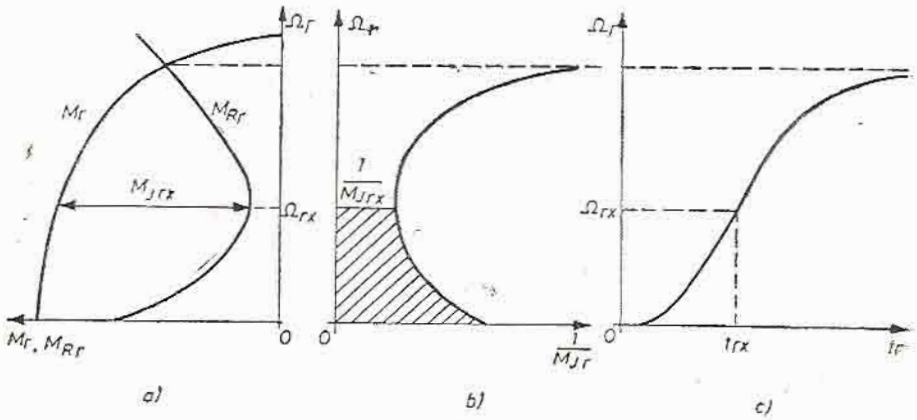


Fig. 1.19. Calculul grafo-analitic al proceselor tranzitorii.

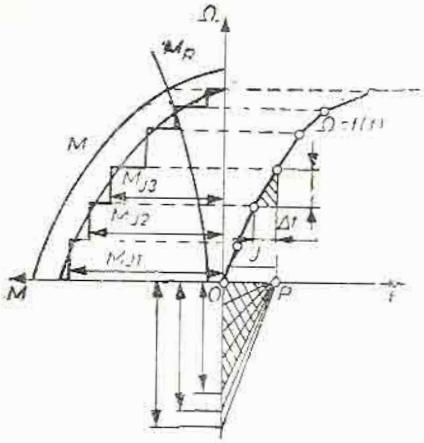


Fig. 1.20. Calculul grafic al proceselor tranzitorii.

obținută din (1.100) pentru limitele $(0 - \Omega_{rx})$, t_r fiind valoarea relativă a timpului. Efectuînd calculul pentru diferite valori Ω_r, rezultă curba $\Omega_r = f_1(t_r)$ din figura 1.19, *c*. Curba $M_r = f_2(t_r)$ se poate calcula din curbele $\Omega_r = f_1(t_r)$ și $M_r = f_1(\Omega_r)$.

Calculul curbelor de variație a vitezei se poate efectua grafic, după regula proporțiilor. În acest scop ecuația mișcării (1.18) se scrie sub formă de diferențe finite astfel:

$$\frac{\Delta\Omega}{\Delta t} = \frac{M - M_R}{J} = \frac{M_J}{J}, \qquad (1.102)$$

relație pe baza căreia se realizează calculul din figura 1.20.

Din caracteristicile $M = f_1(\Omega)$ și $M_R = f_2(\Omega)$ se determină $M_J = f_3(\Omega) = M - M_R$. În funcție de precizia dorită a calculului grafic se alege lățimea $\Delta\Omega$ a fîșiilor pentru care se determină valorile medii M_{J1}, M_{J2}, M_{J3} ... ... M_{Jx}. Se stabilește distanța $OP = J$ la o anumită scară și se măsoară din punctul O în jos segmentele de dreaptă M_{J1}, M_{J2} ... M_{Jx}, unindu-se apoi extremitățile lor cu polul P. Cu razele astfel obținute se trasează paralele în fîșiile $\Delta\Omega$ corespunzătoare, din cadranul cu axele Ω, t, rezultînd astfel curba $\Omega = f(t)$ sub forma unui contur poligonal.

Din triunghiurile hașurate, luate ca exemplu pentru cuplul M_{J3}, se obține

$$\frac{\Delta\Omega_3}{t_3} = \frac{M_{J3}}{J},$$

justificînd că acest calcul se bazează pe relația (1.102).

În ce privește scările grafice μ, acestea se aleg pentru M, Ω și J, rezultînd scara timpului din relația (1.102):

$$\mu_t \left[\frac{\text{s}}{\text{cm}}\right] = \frac{\mu_M \left[\frac{\text{rad/s}}{\text{cm}}\right] \mu_J \left[\frac{\text{kgm}^2}{\text{cm}}\right]}{\mu_M \left[\frac{\text{Nm}}{\text{cm}}\right]}. \qquad (1.103)$$

În cazul în care cuplul M_R al mecanismului de lucru este o funcție de unghiul de rotație α, studiul proceselor tranzitorii se complică. Această situație se întîlnește la acționările cu mecanism bielă-manivelă. Chiar dacă se dau sub formă de relații matematice caracteristicile $M = f(\Omega)$ și $M_R = f(\Omega)$, la rezolvarea pe cale analitică a ecuației mișcării se întîmpină dificultăți. Ca urmare, calculul se efectuează prin metode grafice sau pe cale grafo-analitică, prin tatonări repetate, pretîndu-se foarte bine la rezolvarea pe calculator, cu atît mai mult cu cît volumul de operații este mai mare [3].

Pentru prezentarea uneia din metodele de calcul cu caracter mai general și într-o formă programabilă pe calculator, se consideră diagrama foar-

fecelui cu lame înclinate pentru tăiat tablă, la care forța de tăiere F poate fi aproximată constantă. Curba de variație $M_R = f(\alpha)$ este reprezentată pentru un caz concret în figura 1.22, pe baza expresiei (1.43), scrisă sub forma:

$$M_R = M_{R0} + \frac{Fr}{i_t} \cdot \frac{\sin(\alpha - \beta)}{\cos \beta}, \qquad (1.104)$$

unde M_{R0} este cuplul la mers în gol, corespunzător frecărilor, i_t — raportul total de transmisie, iar β apare cu semn negativ, deoarece unghiul α s-a considerat ca în figura 1.21, mai adecvat specificului funcționării foarfecelui. Procesul de tăiere a tablei are loc în intervalul $\alpha_0 < \alpha < \alpha_0'$, rezultat din condițiile impuse de procesul tehnologic, în afara acestui interval ecuația (1.104) obținînd forma $M_{R0} = M_0$. În cazul din figura 1.22, $\alpha_0 = 38°$ și $\alpha_0' = 163°$ [14].

Caracteristica mașinii electrice $\Omega = f(M)$ este reprezentată tot în figura 1.22.

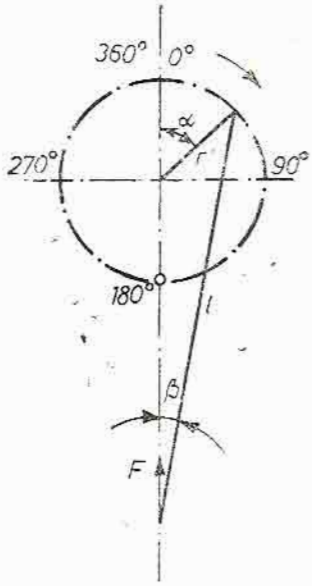


Fig. 1.21. Mecanismul biellă-manivelă al unui foarfece.

Se împarte suprafața cuprinsă între curba $M_R = f(\alpha)$ și axa α în N fîșii $\Delta\alpha$ de exemplu $\Delta\alpha = 10° \sim 20°$, în funcție de precizia dorită pentru calcul. Fiecărui interval îi corespunde o valoare medie M_{Rm}, respectiv intervalului $\Delta\alpha_1$ valoarea M_{Rm1}. Se admite că la α_1, cuplul $M = M_{R0}$, căruia din curba $\Omega = \Delta(M)$ îi corespunde viteza inițială Ω_{i1}, la începutul primului interval $\Delta\alpha_1$, cuprins între α_1 și $\alpha_1 + \Delta\alpha_1$. Știind că cuplul M_R este crescător, se aproximează o cădere de viteză $\Delta\Omega_1$, corespunzătoare

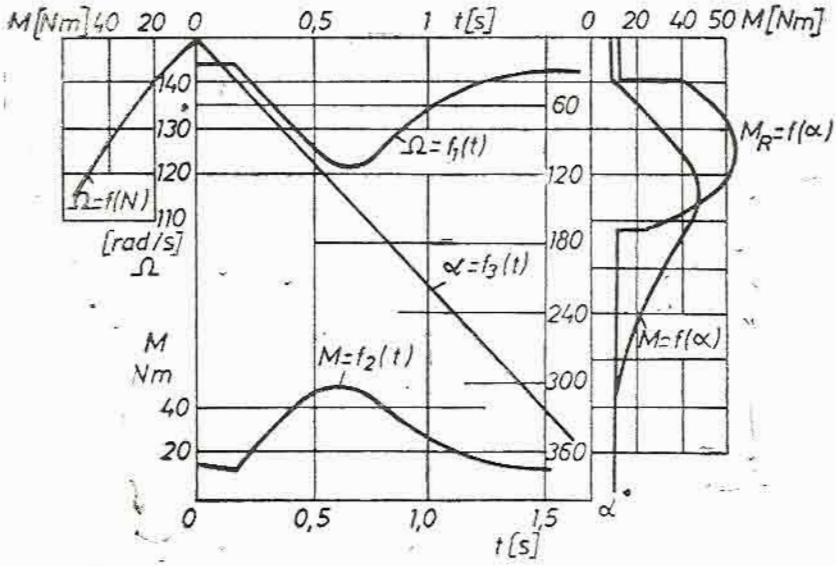


Fig. 1.22. Curbe evidențiind procesele tranzitorii ale acționării unui foarfece.

lui $\Delta\alpha_1$. Viteza unghiulară la sfîrşitul primului interval, egală cu viteza iniţială a intervalului al doilea va fi:

$$\Omega_{f1} = \Omega_{i2} = \Omega_{i1} + \Delta\Omega_1, \tag{1.105}$$

iar viteza unghiulară medie:

$$\Omega_{m1} = \Omega_{i1} + \frac{\Delta\Omega_1}{2}. \tag{1.106}$$

căruia din caracteristica $\Omega = f(M)$ îi corespunde cuplul mediu M_{m1}.

Din ecuaţia mişcării (1.18), scrisă sub formă de diferenţe finite, se calculează timpul corespunzător intervalului $\Delta\alpha_1$:

$$t_1 = J\frac{\Delta\Omega_1}{M_{m1} - M_{Rm1}}, \tag{1.107}$$

unde $J = \text{const.}$, aproximaţie valabilă în general pentru foarfece.

Ştiind că viteza unghiulară a manivelei este

$$\Omega_a = \frac{1}{i_t}\,\Omega = \frac{d\alpha}{dt},$$

trecînd la cantităţi finite se obţine

$$\Delta\alpha_1' = \frac{180}{\pi i_t}\,\Omega_{m1}\,\Delta t_1. \tag{1.108}$$

Valoarea $\Delta\alpha_1'$ trebuie să fie egală cu $\Delta\alpha_1$. În caz contrar calculul se reface alegînd o altă valoare pentru $\Delta\Omega_1$, pînă ce se obţine $\Delta\alpha_1' = \Delta\alpha_1$.

În continuare se trece la intervalul următor, pentru care $\Omega_{i2} = \Omega_{f1}$ calculul repetîndu-se pînă la terminarea ciclului, adică la $\alpha = \alpha_0 + 360°$.

Dacă viteza finală Ω_{fN} corespunzătoare ultimului interval $\Delta\Omega_N$ nu este egală cu Ω_{i1}, întreg calculul se reface, considerînd drept viteză iniţială viteza finală Ω_{fN}. Întreg calculul se repetă de atîtea ori pînă se obţine egalitatea

$$\Omega_{fN} = \Omega_{i1}. \tag{1.109}$$

Desfăşurarea proceselor tranzitorii este evidenţiată prin curbele $\Omega = f_1(t)$, $M = f_2(t)$ şi $\alpha = f_3(t)$, care se reprezintă ştiind corespondenţa între valorile intervalului x:

$$M_{mx},\ \Omega_{mx},\ \alpha_{mx},\ t_{mx}$$

unde

$$t_{mx} = \sum_{h=1}^{x-1} \Delta t_h + \frac{\Delta t_x}{2} \tag{1.110}$$

$$\alpha_{mx} = \sum_{h=1}^{x-1} \Delta\alpha_h + \frac{\Delta\alpha_x}{2} + \alpha_0. \tag{1.111}$$

În studiul proceselor tranzitorii apar situaţii cînd volumul de calcule este mare, amplificat de faptul că adeseori trebuie comparate mai multe variante de acţionare electrică. În astfel de cazuri este indicată folosirea calculatorului numeric, mai ales dacă se pun pretenţii şi în ce priveşte precizia calculelor.

1.3. Caracteristicile mecanice şi regimurile maşinilor de lucru

1.3.1. Noţiuni generale

Comportarea unui sistem de acţionare electrică depinde de însuşirile mecanice ale maşinilor electrice de acţionare şi ale mecanismelor de lucru. Pentru proiectarea şi exploatarea optimă din punct de vedere tehnico-economic a unui sistem de acţionare electrică trebuie să se cunoască aceste însuşiri, care condiţionează interdependenţa funcţională dintre maşina electrică de acţionare şi mecanismul de lucru executor al procesului tehnologic. Însuşirile amintite sînt redate sintetic prin caracteristicile mecanice, care exprimă dependenţa cuplului produs în funcţie de diferiţii parametri care caracterizează funcţionarea maşinii electrice şi a mecanismului de lucru. Ca urmare, în tehnica acţionărilor electrice prezintă interes clasificarea maşinilor electrice şi mecanismelor de lucru în funcţie de cuplul dezvoltat.

La mecanismele de lucru caracteristicile mecanice arată dependenţa cuplului lor M_R de viteză, spaţiu, unghi etc. Caracteristicile mecanice pot fi aceleaşi la maşini de lucru din diferite ramuri industriale.Ca urmare, clasificarea mecanismelor maşinilor de lucru în grupele prezentate în paragraful 1.3.2 se face independent de apartenenţa la diferite industrii şi anume în funcţie de dependenţa cuplului M_R de parametri amintiţi mai sus.

De asemenea, pentru soluţionarea corectă a problemelor de acţionare electrică, este necesară cunoaşterea regimurilor de funcţionare ale mecanismelor executoare ale maşinilor de lucru. Regimul de funcţionare evidenţiază modul de variaţie în timp a cuplului M_R total produs de mecanismul de lucru. Sub acest aspect se prezintă clasificarea din paragraful 1.3.3.

Cuplul total M_R este compus în general din două componente: $M_R = M_{Rf} + M_{Ru}$. Componenta M_{Rf} este datorită frecărilor iar componenta M_{Ru} depinde de specificul mecanismului de lucru, cum ar fi de exemplu componenta utilă determinată de greutatea ce trebuie ridicată de mecanismul unui pod rulant. Valoarea cuplului de frecări poate avea o pondere mai mare sau mai mică în cadrul cuplului total, în funcţie de tipul mecanismului de lucru. În unele cazuri, cum ar fi de exemplu la războaiele de ţesut sau la unele părţi ale maşinii de fabricat hîrtie, cuplul de frecări, M_{Rf}, este comparabil sau chiar mai mare decît cuplul M_{Ru}. În ce priveşte caracterul reactiv sau potenţial al cuplului mecanismului de lucru, M_R (v. paragraful 1.2.2), aceasta rezultă din însumarea celor două componente: M_{Rf}, întotdeauna reactiv şi M_{Ru}, care poate fi reactiv sau potenţial.

Adeseori în calcule, cuplul rezistent M_{Rf} datorat frecărilor se consideră constant. Dacă cuplul M_{Rf} provine însă din frecări în lagăre, atunci valoarea acestuia depinde în mare măsură de natura pieselor între care are loc frecarea, de lubrefiere şi de felul frecării, adică de adeziune, alunecare sau rostogolire. De exemplu, la lagărele de alunecare în timpul mişcării se formează sub fus un film de ulei, care elimină practic contactul metalic, în timp ce în repaus fusul se sprijină direct pe cuzinet fără intermediul uleiului. Ca urmare, la pornire, cuplul datorit frecării între metale poate fi un multiplu al cuplului de frecare normal, care apare în timpul mersului.

1.3.2. Caracteristicile mecanice ale maşinilor de lucru

Ţinînd seama de principalii parametri de care depinde cuplul rezistent M_R, maşinile de lucru, respectiv mecanismele lor executoare, se pot grupa din punctul de vedere al caracteristicilor lor mecanice în următoarele categorii:

a) maşini de lucru cu mecanisme avînd cuplul M_R constant;
b) maşini de lucru cu mecanisme al căror cuplu M_R depinde de viteză;
c) maşini de lucru cu mecanisme al căror cuplu M_R depinde de unghiul de rotaţie al unui organ al maşinii;
d) maşini de lucru cu mecanisme al căror cuplu M_R depinde de drumul parcurs;
e) maşini de lucru cu mecanisme la care nu se poate stabili o lege precisă de variaţie a cuplului M_R în raport cu vreun parametru.

a) Mecanismele de lucru la care cuplul M_R dezvoltat este constant au caracteristica mecanică de forma din figura 1.23, $a = 0$; puterea $P_R = \Omega M_R$ variază liniar cu viteza. Ca exemple se pot aminti mecanismele de ridicare ale podurilor rulante, la care în timpul ridicării sau coborîrii greutatea la cîrlig rămîne aceeaşi şi benzile de transport cu încărcare constantă.

b) Un caz frecvent întîlnit îl constituie mecanismele de lucru la care cuplul M_R dezvoltat depinde de viteză, expresia generală a acestei dependenţe fiind de forma:

$$M_R = M_{R0} + (M_{RN} - M_{R0}) \left(\frac{\Omega}{\Omega_N}\right)^a, \tag{1.112}$$

unde M_{R0} este cuplul determinat de frecări, M_{RN} cuplul nominal, dezvoltat la viteza nominală Ω_N şi „a" un exponent, care are de obicei valori cuprinse între -1 şi 2 şi mai rar pînă la 5.

În cazul $a = -1$ relaţia (1.112) devine:

$$M_R = M_{R0} + (M_{RN} - M_{R0}) \frac{\Omega_N}{\Omega}, \tag{1.113}$$

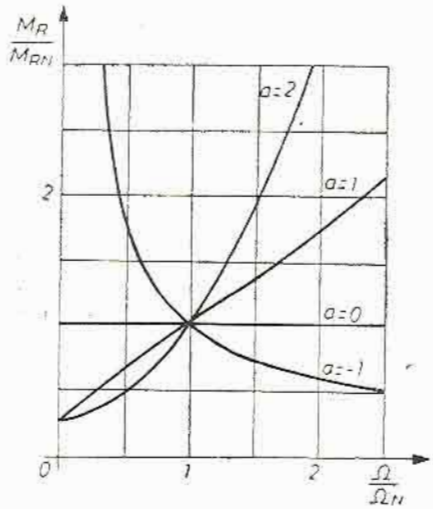


Fig. 1.23. Caracteristici ale cuplului rezistent dependent de viteză.

situaţie întîlnită la strunguri, unde procesul de aşchiere impune ca la cupluri rezistente mari să se realizeze viteze mici şi la cupluri mici viteze mari. Alte exemple sînt mecanismele de înfăşurat hîrtie, tablă etc., la care procesul tehnologic reclamă o viteză v de înfăşurare şi o forţă F_{Ru} de întindere constante. Ca urmare, diametrul D al cilindrului de hîrtie sau tablă crescînd în timpul înfăşurării, viteza unghiulară Ω va trebui să scadă şi cuplul util va creşte conform relaţiilor:

$$\Omega = \frac{2v}{\Omega} \quad \text{şi} \quad M_{Ru} = \frac{1}{2} D F_{Ru}.$$

Caracteristica mecanică, de forma hiperbolică, este reprezentată în figura 1.23, $a = -1$, în ipoteza considerării cuplului M_{R0} constant.

În cazul $a = 0$ relația (1.112) devine:

$$M_R = M_{RN} = \text{const.} \tag{1.114}$$

situația analizată în paragraful 1.3.2., *b*.

În cazul $a = 1$ relația (1.112) devine:

$$M_R = M_{R0} + (M_{RN} - M_{R0}) \frac{\Omega}{\Omega_N} \tag{1.115}$$

situație întîlnită la acționarea unui generator de încărcare de c.c. cu excitație constantă care debitează peste o rezistență și, cu o anumită aproximație, la calandrele și valțurile din industria cauciucului.

În cazul $a = 2$ relația (1.112) devine:

$$M_R = M_{R0} + (M_{RN} - M_{R0}) \left(\frac{\Omega}{\Omega_N}\right)^2 \tag{1.116}$$

formă întîlnită la ventilatoare, pompe centrifuge, turbocompresoare etc. (fig. 1.23).

c) O altă grupă o constituie mașinile și mecanismele de lucru care produc un cuplu rezistent M_R dependent de unghiul de rotație al arborelui motor. Aici se încadrează mecanismele bielă manivelă, adică pompele și compresoarele cu piston, foarfecele de tăiat tablă, războaiele de țesut, presele mecanice etc. Ecuația cuplului este dată de expresia (1.43). Ca exemplu, diagrama $M_R = f(\alpha)$ pentru un foarfece de tăiat tablă cu lamă înclinată este reprezentată în figura 1.24, intervalul 0—180° corespunzînd semiperioadei în care are loc tăierea tablei iar intervalul 180° la 360° semiperioadei de mers în gol, în care are loc revenirea lamei înclinate în poziția inițială. Cu M_{R0} s-a notat cuplul la mers în gol, determinat în principal de frecări.

Masa în mișcare alternativă determină o componentă pulsatorie a cuplului, a cărei expresie este dată de termenul al doilea din relația (1.17). La foarfece, în general, această componentă se poate neglija, viteza unghiulară a manivelei fiind relativ mică.

d) O grupă importantă cuprinde mecanismele de lucru la care cuplul M_R depinde de drumul parcurs: ascensoarele, mai ales cele de extracție miniere fără funie de echilibrare, vehiculele, adică trenurile, tramvaiele, troleibuzele, electrocarele ș.a.

La vehicule M_R depinde de spațiul parcurs prin intermediul declivității variabile și curbelor căii de rulare. Cuplul M_R depinde însă la vehicule și de viteză, care influențează frecările și rezistența opusă de aer.

La instalația de extracție minieră (fig. 1.25) la începutul cursei, cînd $l = 0$, trebuie ridicată întreaga

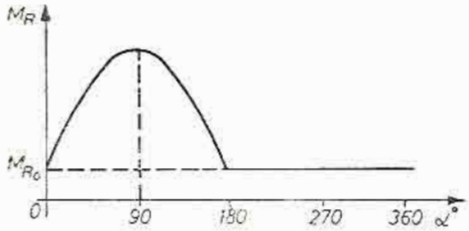


Fig. 1.24. Caracteristică dependentă de unghiul de rotație.

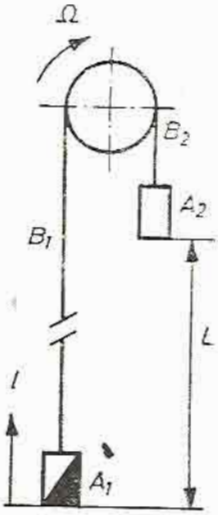


Fig. 1.25. Schema unei instalații de extracție minieră.

greutate G_f a funiei B_1, care se adaugă la greutatea coliviei încărcate A_1, în timp ce în ramura din dreapta acționează numai greutatea coliviei A_2 fără încărcătură. Atunci cînd coliviile se găsesc la aceeași înălțime, greutățile funiilor B_1 și B_2 se echilibrează iar cînd A_2 a ajuns jos greutatea funiei B_2 se adaugă la a coliviei A_2 echilibrînd în parte încărcătura din A_1. Notînd cu L înălțimea totală de ridicare, forța rezistentă datorită greutății funiei va fi:

$$F_{Rf} = \frac{G_f}{L}(L - 2l) \qquad \text{sau} \qquad F_{Rf} = G_f\left(1 - \frac{2l}{L}\right). \tag{1.117}$$

La valori mari ale lui L greutatea G_f poate depăși chiar greutatea de ridicat din colivie.

e) La unele mașini de lucru, cum ar fi morile cu bile și defibratoarele, nu se poate determina un parametru pe baza căruia să se definească legea de variație a cuplului rezistent, acesta modificîndu-se foarte neregulat în timp.

1.4. Organe de transmisie dintre motor și mașina de lucru

1.4.1. Alegerea tipului și raportului de transmisie

Transmisiile folosite de obicei în sistemele de acționare electrică sînt: angrenajele cu roți dințate, angrenajele cu melc, curelele de transmisie, transmisiile cu lanț, cuplajele mecanice și cuplajele electrice, care se utilizează în ultimul timp din ce în ce mai mult. Folosirea organelor de transmisie între mașina electrică de acționare și mecanismul de lucru este determinată de următoarele motive: viteza mașinii electrice este diferită de vitezmecanismului de lucru; uneori procesul tehnologic impune oprirea mecanismului de lucru pentru un timp scurt, fără a fi necesară oprirea mașinii electrice, evitîndu-se astfel efectele dăunătoare ale pornirilor și opririlor frecvente ale mașinii electrice; influențarea duratei proceselor tranzitorii de pornire, oprire sau reversare; atenuarea șocurilor de sarcină prin introducerea unui element elastic intermediar.

Alegerea raportului de transmisie și a organelor de transmisie dintre mașina electrică de acționare și mecanismul de lucru este corelată cu problema alegerii vitezei nominale a mașinii electrice.

La o putere dată, viteza nominală a mașinii electrice influențează direct gabaritul, parametrii energetici, construcția și costul acționării.

Evident că, dacă vitezele nominale permit, cea mai simplă și sigură este cuplarea directă. Trebuie să se aibă însă în vedere că de obicei vitezele mecanismelor de lucru au valori mai scăzute; ori, cu cît viteza nominală a mașinii electrice este mai mică cu atît gabaritul și greutatea sa, deci și costul sînt mai mari, iar randamentul și factorul de putere în cazul mașinii de c.a. sînt mai scăzute. Un alt considerent care limitează posibilitatea de cuplare directă este faptul că mașinile electrice se construiesc pentru anumite viteze standardizate, care de obicei nu se potrivesc cu vitezele mecanismelor de lucru; acestea, mai ales în cazul acționărilor cu mașini asincrone la care gama uzuală de viteze este restrînsă la valori puține datorită numărului de poli și frecvenței rețelei de alimentare.

O problemă importantă este stabilirea criteriilor după care trebuie făcută alegerea variantei de acţionare:

— cu maşina electrică de viteză redusă fără reductor sau cu un reductor avînd raport mic de transmisie;

— cu maşină electrică de viteză ridicată şi reductor.

La această alegere trebuie să se ţină seama de următoarele aspecte: costul maşinii electrice de viteză mică, mai mare decît al celei de viteză ridicată şi costul reductorului format din roţi dinţate la care puterea transmisă pe unitatea de volum este aproximativ de zece ori mai mare ca puterea transmisă pe unitatea de volum a rotorului unei maşini electrice; gabaritul şi greutatea acţionării cu maşina electrică de viteză redusă, faţă de acţionarea cu maşină de viteză ridicată şi reductor; randamentul şi factorul de putere în cele două cazuri; întreţinerea suplimentară necesară în cazul folosirii reductorului; momentul de inerţie raportat al sistemului maşină electrică-mecanism de lucru pentru cele două variante, important în desfăşurarea proceselor tranzitorii; costul mai redus pe unitatea de volum a transmisiei oferă posibilitatea micşorării costului investiţiei în cazul unei acţionări cu reductor, în comparaţie cu varianta cuplării directe. În general, folosirea reductoarelor oferă avantaje care fac ca acestea să aibă o largă răspîndire în sistemele de acţionare electrică.

În cazurile în care mecanismele de lucru necesită turaţii mai mari decît 3000 rot/min, se pot utiliza transmisii ridicătoare de viteză. Tendinţa actuală este însă de a realiza vitezele ridicate alimentînd maşinile electrice cu tensiuni de frecvenţă mărită.

Raportul de transmisie, momentul de inerţie şi randamentul sînt parametrii de bază prin care intervine transmisia în dimensionarea unei acţionări electrice. Din punct de vedere al definirii raportului de transmisie, trebuie făcută distincţie între transmisiile rigide, constituite din angrenaje şi transmisiile elastice, din care fac parte de exemplu curelele de transmisie şi ambreiajele.

În cazul transmisiilor rigide raportul de transmisie total se defineşte ca raportul între viteza arborelui maşinii electrice, Ω şi viteza arborelui mecanismului de lucru, Ω_n (fig. 1.9) exprimat prin relaţia (1.35).

Rapoartele de transmisie parţiale, ale perechilor de roţi dinţate succesive, sînt definite prin relaţiile (1.34).

Între rapoartele de transmisie parţiale şi cel total rezultă legătura arătată prin relaţia (1.35).

La transmisiile elastice definirea raportului de transmisie se face considerînd şi alunecarea dintre arborele maşinii electrice şi arborele mecanismului de lucru. Alunecarea apare datorită pierderii de viteză cauzată de elasticitatea organelor de transmisie, de exemplu a curelelor, sau datorită patinării acestora sau a pieselor componente ale ambreiajului mecanic între ele. Notînd cu Ω_1' viteza unghiulară a arborelui condus, imediat după transmisia elastică, şi cu Ω_1 viteza arborelui condus în ipoteza că transmisia este rigidă, se defineşte pierderea relativă de viteză, asemănătoare cu alunecarea:

$$s' = \frac{\Omega_1 - \Omega_1'}{\Omega_1}. \qquad (1.118)$$

Notînd cu $i = \Omega/\Omega_1$ raportul de transmisie în cazul unei transmisii rigide, se definește pentru transmisia elastică raportul

$$i' = \frac{\Omega}{\Omega_1'} = \frac{\Omega}{\Omega_1(1 - s')} = \frac{i}{1 - s'}, \tag{1.119}$$

unde Ω_1' s-a obținut din expresia (1.118).

La alegerea raportului de transmisie se pot pune diferite condiții de optimizare. În cele ce urmează se examinează problema determinării raportului de transmisie utilizînd condiția de realizare a unui timp minim de pornire și de frînare.

Ecuația mișcării (1.18) scrisă la arborele mecanismului de lucru obține forma:

$$iM - M_{RL} = (J_L + i^2 J)\frac{d\Omega_L}{dt} \tag{1.120}$$

unde M și J sînt cuplul și momentul de inerție al mașinii electrice, J cuprinzînd și inerția pieselor de pe arborele mașinii iar M_{RL}, Ω_L și J_L sînt cuplul, viteza unghiulară și momentul de inerție ale mecanismului de lucru.

Se aproximează randamentul transmisiei $\eta = 1$ și se consideră M, M_{RL}, J și J_L constante în timpul pornirii și frînării. Din (1.120) rezultă:

$$\frac{d\Omega_L}{dt} = \frac{iM - M_{RL}}{J_L + i^2 J}. \tag{1.121}$$

Valoarea lui i pentru care accelerația este maximă, notată cu i_0, se obține din derivata relației (1.121):

$$\frac{d}{di}\left(\frac{d\Omega_L}{dt}\right) = \frac{M(J_L + i^2 J) - 2iJ(iM - M_{RL})}{(J_L + i^2 J)^2},$$

din care, după egalarea cu zero, rezultă în final:

$$i_0 = \frac{M_{RL}}{M} + \sqrt{\left(\frac{M_{RL}}{M}\right)^2 + \frac{J_L}{J}}, \tag{1.122}$$

adică valoarea pentru care timpul de pornire este minim.

La frînare, valoarea optimă i_0' se obține în același mod, ținînd însă seama că în relația (1.120) M este negativ. După efectuarea calculelor rezultă:

$$i_0' = -\frac{M_{RL}}{M} + \sqrt{\left(\frac{M_{RL}}{M}\right)^2 + \frac{J_L}{J}}. \tag{1.123}$$

În cazul pornirii în gol $M_{RL} = 0$, deci relația (1.122) devine:

$$i_0 = \sqrt{\frac{J_L}{J}}. \tag{1.124}$$

Accelerația maximă unghiulară se obține înlocuind în (1.121) valoarea lui i_0 din (1.122):

$$\left(\frac{d\Omega_L}{dt}\right)_{max} = \frac{M\sqrt{\left(\frac{M_{RL}}{M}\right)^2 + \frac{J_L}{J}}}{J_L + J\left[2\left(\frac{M_{RL}}{M}\right)^2 + \frac{J_L}{J} + 2\frac{M_{RL}}{M}\sqrt{\left(\frac{M_{RL}}{M}\right)^2 + \frac{J_L}{J}}\right]},$$

rezultînd în final:

$$\left(\frac{d\Omega_L}{dt}\right)_{max} = \frac{M}{2J\left[\frac{M_{RL}}{M} + \sqrt{\left(\frac{M_{RL}}{M}\right)^2 + \frac{J_L}{J}}\right]} = \frac{M}{2\,i_0 J}. \tag{1.125}$$

În cazul $M_{RL} = 0$, se obține din relațiile (1.121) și (1.124)

$$\left(\frac{d\Omega_L}{dt}\right)_{max} = \frac{\sqrt{\frac{J_L}{J}}\,M}{J_L + J\frac{J_L}{J}} = \frac{M}{2J\sqrt{\frac{J_L}{J}}} = \frac{M}{2\,i_0 J},$$

adică aceeași expresie ca și (1.125).

Calculînd raportul între accelerația unghiulară la pornire (1.121) și accelerația maximă (1.125), se obține expresia:

$$\gamma = \frac{\left(\frac{d\Omega_L}{dt}\right)}{\left(\frac{d\Omega_L}{dt}\right)_{max}} = \frac{2\,i_0 J(i\,M - M_{RL})}{M(J_L + i^2 J)} = \frac{2\,i_0\left(i - \frac{M_{RL}}{M}\right)}{\frac{J_L}{J} + i^2}. \tag{1.126}$$

Reprezentînd curbele $\gamma = f(i)$ pentru diferite valori ale rapoartelor M_{RL}/M_L și J_L/J, se pot trage concluzii privind optimizarea alegerii raportului de transmisie la o acționare electrică.

Dacă cuplurile M și M_{RL} nu pot fi aproximate constante, relațiile de calcul ale raportului de transmisie optim se complică; ele trebuiesc rededuse pentru condițiile reale de funcționare.

La alegerea raportului de transmisie este necesar să se aibă în vedere și limitările impuse de rezistența mecanică a organelor în mișcare ale sistemului de acționare electrică.

1.4.2. Cuplaje electromagnetice

Ca principiu, cuplajele electromagnetice sînt formate din două semicuple: una conducătoare, montată pe arborele mașinii electrice și alta condusă, montată pe arborele mecanismului de lucru. Legătura între cele două semicuple, rigidă sau elastică, în vederea transmiterii mișcării se realizează prin comandă electrică; dacă este necesar, cuplajele oferă și posibilitatea modificării sau reglării vitezei arborelui condus. În funcție de modul în care se realizează legătura între cele două semicuple, se deosebesc următoarele tipuri de cuplaje electromagnetice:

a) *cuplaje cu legătură mecanică*, la care legătura se realizează prin frecarea între suprafețele de contact ale semicuplelor, forța de apăsare producîndu-se cu un electromagnet;

b) *cuplajele cu legătură electromecanică*, denumite și *cuplaje cu pulbere*, la care legătura se realizează prin intermediul unui amestec de ulei cu pulbere magnetică;

c) *cuplaje cu legătură prin cîmp electromagnetic*, deci fără contact mecanic, în cadrul cărora cele mai răspîndite sînt *cuplajele cu alunecare* sau *de inducție*.

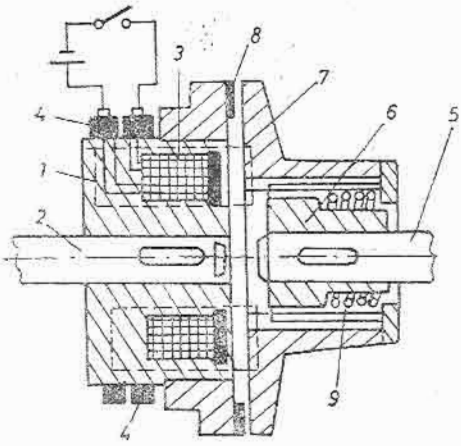


Fig. 1.26. Cuplaj electromagnetic cu frictiune.

Cuplajele electromagnetice au o construcție simplă față de a mașinilor electrice, siguranță ridicată în exploatare, sistem de comandă simplu și se pot construi pentru a transmite o gamă largă de puteri, de la cca 10 W la 10^4 kW. Datorită avantajelor pe care le prezintă, cuplajele electromagnetice se aplică din ce în ce mai mult în acționarea electrică. Spre exemplu, ele sînt mult folosite la mașinile unelte, mașinile textile, mașinile de transportat etc.

a) Cuplajele electromagnetice cu legătură mecanică (fig. 1.26) se compun dintr-un electromagnet de acționare și un cuplaj mecanic. Electromagnetul constă din miezul *1*, fixat rigid de arborele condus *2* și bobina de excitație *3*, alimentată în curent continuu, de obicei la 6, 12 sau 24 V, prin inelele colectoare *4* izolate față de corpul cuplajului. Pe arborele condus *5* este fixată bucșa dințată *6*, pe care poate aluneca axial piesa *7* prevăzută cu canaluri ce se angrenează cu bucșa *6*. Alimentînd bobina *3*, cîmpul magnetic ce apare determină atragerea și apăsarea piesei *7* pe suprafața de frecare *8*, realizînd astfel cuplarea mecanică a arborilor *2* și *5*. Intrerupînd alimentarea, resortul *9* desface cuplajul prin îndepărtarea piesei *7* în poziția inițială.

Suprafața de frecare se poate majora folosind mai multe discuri plane de frecare, mărindu-se astfel cuplul transmis. Aceste cuplaje, cu discuri multiple, sînt în prezent cele mai răspîndite. Coeficientul de frecare, deci cuplul transmis, depinde de natura suprafețelor de frecare, gradul lor de prelucrare și de murdărire.

Cuplajele cu frictiune prezintă următoarele avantaje: siguranță în exploatare datorită construcției simple și robuste; gabarite și greutate relativ mici; cost mai redus față de alte cuplaje electrice; asigură cuplarea lină a celor doi arbori; asigură protecția mașinii electrice la suprasarcină, prin faptul că între discuri se produce alunecarea dacă cuplul depășește o anumită limită, stabilită prin valoarea curentului din bobina cuplajului; posibilitatea realizării de accelerații mărite, din cauză că masa rotorului nu mai trebuie accelerată; permit automatizarea și telecomanda.

Cuplajele cu frictiune au și unele dezavantaje: uzura discurilor de frictiune, fapt care reclamă reglarea distanței între discuri și chiar înlocuirea lor; modificarea vitezei este posibilă, însă numai prin impulsuri ale curentului de excitație iar uzura discurilor este mare din cauza alunecării dintre ele; discurile de frictiune trebuie curățate periodic deoarece impuritățile duc la scăderea coeficientului de frecare.

b) Cuplajele electromagnetice cu pulbere constau din semicupla *2*, *3* montată pe arborele conducător *1* și semicupla *4*, în formă de disc, montată pe arborele condus *5* (fig. 1.27). Semicupla *2* se sprijină pe arborele *5* prin intermediul rulmentului *8*, montat în carcasa *3*, fixată la rîndul său pe *2*. Arborele condus *5* este ghidat axial față de arborele *1* prin rulmentul *10*. Spațiul *7*, dintre discul *4* și carcasa *3* este umplut cu un amestec de ulei

mineral, care are în suspensie pulbere magnetică. Cu *9* sînt notate garniturile de etanşare.

Dacă curentul de excitaţie i_e este nul amestecul ulei-pulbere magnetică are vîscozitate mică, deci semicupla *4* se roteşte uşor în acest amestec, cuplajul fiind astfel deschis. Dacă prin bobina *6* trece curent, datorită cîmpului magnetic care apare particulele magnetice se vor orienta după liniile de cîmp şi viscozitatea amestecului va creşte. La un anumit curent i_e, deci o anumită viscozitate, semicupla *4* va fi antrenată de semicupla *2*. Alunecarea, respectiv viteza relativă între arborii *1* şi *5*, depinde de valoarea inducţiei, deci a curentului i_e. Peste o anumită valoare a lui i_e cele două semicuple *2* şi *4* se vor roti sincron. Valoarea admisibilă a alunecării şi a timpului în care se produce sînt limitate de capacitatea de degajare a căldurii produse în cuplaj.

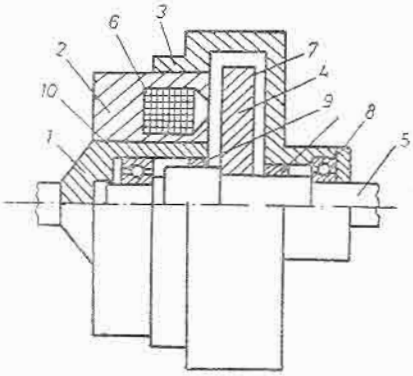


Fig. 1.27. Cuplaj electromagnetic cu pulbere.

Se construiesc şi cuplaje cu material de umplere uscat. Acesta constă din pulbere feromagnetică, de exemplu fier pulverizat sau aliaj pulverizat din oţel cu nichel sau crom, amestecat cu o substanţă separatoare formată din oxid de magneziu, sticlă fin dispersată sau grafit coloidal.

Avantajele principale ale cuplajelor electromagnetice cu pulbere sînt: prezintă siguranţă mare în funcţionare; permit o modificare continuă de viteză; uzură redusă a organelor cuplajului; timp mic de intrare în funcţiune; puterea de excitaţie este foarte redusă, de exemplu, 5 W pentru un cuplaj cu diametrul 0,15 m şi lungimea 0,165 m, care poate transmite 35 kW la 3000 rot/min.

Dezavantajele acestor cuplaje sînt: construcţie relativ complicată datorită necesităţii etanşării; pulberea feromagnetică se poate aglomera la viteze mari spre periferia cuplajului producîndu-i funcţionare nestabilă sau chiar griparea sa, motiv pentru care astfel de cuplaje se construiesc pentru turaţii pînă la 1000 rot/min; amestecul ulei-pulbere magnetică prezintă cu timpul fenomene de îmbătrînire, fapt care necesită înlocuirea lui.

c) *Cuplajele electromagnetice cu alunecare* sau de inducţie se folosesc în acţionările electrice pentru realizarea unei porniri line, fără şoc, mai ales dacă momentul de inerţie este mare, pentru limitarea cuplului şi pentru modificarea continuă a vitezei mecanismului de lucru. Aceste cuplaje se realizează în două variante: cu indusul din fier masiv şi cu indusul bobinat. Cuplajele cu indusul din fier masiv găsesc o utilizare şi o răspîndire mai largă, deoarece au o construcţie mai simplă şi o siguranţă mai mare în exploatare decît cele cu indus bobinat.

Construcţia unui cuplaj cu alunecare cu indus din fier masiv este arătată în figura 1.28. Indusul este format din semicupla *1* montată pe arborele maşinii electrice notat cu *2*. Inductorul *3* este executat din tole cu crestături în care se află montată înfăşurarea de excitaţie *4* şi este fixat rigid pe arborele condus *5*. Excitaţia *4* este alimentată prin inele colectoare cu periile *6*.

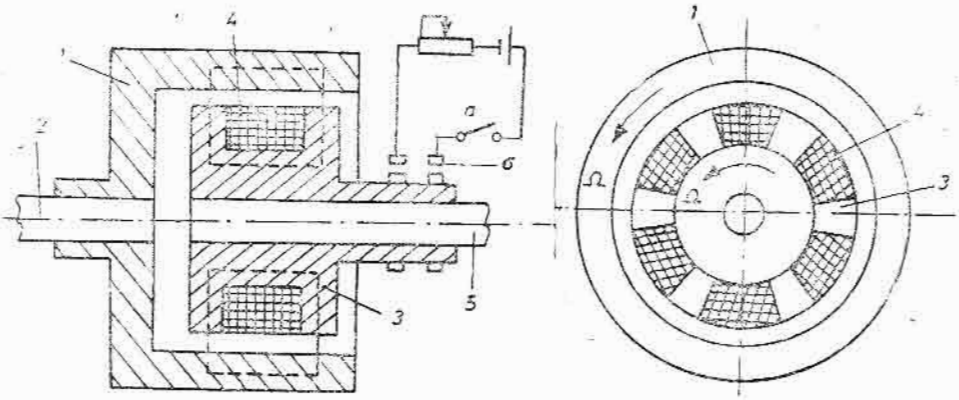


Fig. 1.28. Cuplaj electromagnetic de inducţie.

Fie că indusul *1* este rotit de maşina de acţionare cu viteza Ω. Alimentînd înfăşurarea *4* va apare un flux Φ, care va induce în *1* tensiuni electromotoare, stabilindu-se astfel curenţi turbionari. Interacţiunea dintre curenţii turbionari şi fluxul Φ determină apariţia unui cuplu M_c, care va antrena inductorul *3*, în sensul de rotaţie al indusului *1*. Ca urmare va scădea valoarea t.e.m. induse, deci M_c, pînă cînd acesta va deveni egal cu cuplul rezistent M_R al mecanismului de lucru obţinîndu-se funcţionarea stabilizată la viteza Ω' a inductorului *3*, respectiv la viteza relativă, de alunecare a cuplajului, $\Omega_s = \Omega - \Omega'$. Dacă M_R creşte, Ω' scade, respectiv Ω_s creşte, deci creşte t.e.m. indusă, ceea ce determină mărirea cuplului M_c pînă la stabilirea echilibrului $M_c = M_R$, corespunzător unei valori micşorate a vitezei inductorului.

Deosebirea între cuplajul cu indus din fier masiv şi cel cu indus bobinat constă în faptul că la ultimul se prevăd crestături şi pe indus, ambele semicuple avînd înfăşurări cu acelaşi pas polar. Funcţionarea are loc principial asemănător ca la motorul sincron.

La cuplajele cu indus din fier masiv se pot obţine caracteristici mecanice de diferite forme prin diverse soluţii de proiectare şi constructive. În figura 1.29 sînt reprezentate caracteristicile mecanice M/M_N în funcţie de alunecarea *s* a cuplajului, pentru diferite valori ale curentului de excitaţie raportat la valoarea nominală, i_e/i_{eN}. Prin modificarea curentului de excitaţie se poate realiza schimbarea alunecării şi a cuplului transmis, respectiv modificarea vitezei.

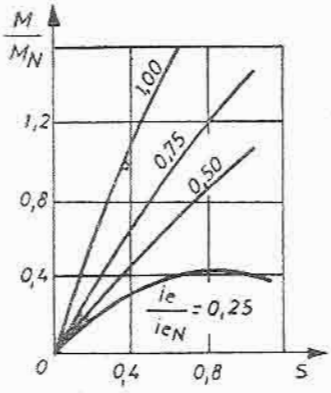


Fig. 1.29. Caracteristicile mecanice ale cuplajelor de inducţie.

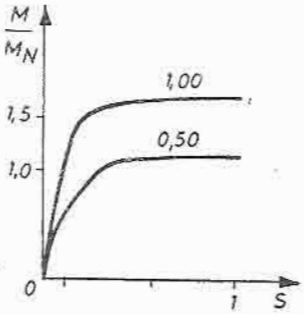


Fig. 1.30. Caracteristici mecanice cu cuplu limitat.

Caracteristicile cu forma din figura 1.30 asigură protejarea maşinii electrice de acţionare împotriva su-

prasarcinilor accidentale, în sensul că la depăşirea unei sarcini de 1,5 M_N viteza arborelui condus scade repede la zero. Cuplul cerut de la maşină nu poate fi deci mai mare decît 1,5 M_N. Astfel de situaţii se întîlnesc spre exemplu la acţionarea excavatoarelor.

Cuplajele electromagnetice cu alunecare au următoarele avantaje: construcţie simplă; întreţinere simplă, datorită în primul rînd lipsei pieselor supuse uzurii; putere de comandă mică faţă de cea transmisă; o bună comportare la variaţiile pronunţate de sarcină; posibilitatea modificării continue a vitezei; posibilitatea pornirii progresive a acţionării.

Ca dezavantaje se pot aminti: dimensiuni şi greutate mai mari ca a celorlalte cuplaje electromagnetice; inerţie mai mare în timpul proceselor tranzitorii, comparativ cu cuplajele cu pulbere, din cauza efectului curenţilor turbionari; dificultăţile ce apar la reversarea acţionării.

APLICAŢII

A.1.1. La un strung se execută prelucrarea unei piese de fontă. La arborele principal al strungului, care se roteşte cu 20 rot/min, rezultă cuplul produs de mecanism $M_{R4} = 4120$ Nm.

Între arborele principal şi maşina electrică de acţionare, care are turaţia de 960 rot/min, sînt intercalate patru angrenaje de roţi dinţate, fiecare angrenaj avînd randamentul 0,95. Schema cinematică este arătată în figura 1.9. Se dau următoarele valori:

$J = 0{,}6$ kgm²; $n = 960$ rot/min; $J_1 = 0{,}25$ kgm² — $n_1 = 360$ rot/min;

$J_2 = 0{,}625$ kgm² — $n_2 = 180$ rot/min; $J_3 = 0{,}625$ kgm² — $n_3 = 60$ rot/min;

$J_4 = 100$ kgm² — $n_4 = 20$ rot/min.

Să se calculeze: *a)* momentul de inerţie echivalent raportat la arborele maşinii electrice; *b)* cuplul şi puterea necesare pentru acţionare; *c)* durata opririi în ipoteza că s-ar întrerupe alimentarea maşinii electrice în timpul strunjirii.

Rezolvare

a) Momentul de inerţie echivalent se calculează cu expresia (1.46), ţinînd cont că $\frac{n_1}{n} = \frac{\Omega_1}{\Omega}$ etc:

$$J_e = J + J_1\left(\frac{n_1}{n}\right)^2 + J_2\left(\frac{n_2}{n}\right)^2 + J_3\left(\frac{n_3}{n}\right)^2 + J_4\left(\frac{n_4}{n}\right)^2 =$$

$$= 0{,}6 + 0{,}25\left(\frac{360}{960}\right)^2 + 0{,}625\left(\frac{180}{960}\right)^2 + 0{,}625\left(\frac{60}{960}\right)^2 + 100\left(\frac{20}{960}\right)^2 = 0{,}703 \text{ kgm}^2.$$

b) Cuplul raportat la arborele maşinii electrice se calculează din relaţia (1.36):

$$M_R = M_{R4}\frac{1}{i\eta} = \frac{4120}{\frac{960}{20}\cdot 0{,}95^4} = \frac{4120}{48\cdot 0{,}8145} = 105{,}4 \text{ Nm}.$$

Puterea necesară pentru acţionare va fi:

$$P = \Omega_R M_R = \frac{2\pi\cdot 960}{60}105{,}4 = 10\,596 \text{ W}.$$

c) Maşina electrică nefiind alimentată, se consideră în ecuaţia (1.18) cuplul $M = 0$. Rezultă:

$$t = -J_e \int_{\Omega_R}^{0} \frac{d\Omega}{M_R} = J_e \frac{\Omega_R}{M_R} = 0{,}703 \cdot \frac{100{,}53}{105{,}4} = 0{,}67 \text{ s}.$$

A.1.2. Un mecanism execută ridicarea unei piese de masă $m = 5000$ kg cu viteza $v = 15$ m/min. Turaţia maşinii electrice de acţionare este $n = 960$ rot/min şi randamentul total al transmisiei este $\eta = 0{,}8$.

Să se calculeze:

a) momentul de inerţie echivalent J'_e al piesei de masă m;

b) cuplul rezistent raportat la arborele maşinii electrice;

c) puterea necesară pentru ridicare;

d) cuplul motor mediu M_p necesar pentru pornirea în timpul $t_p = 1{,}4$ s, ştiind că momentul de inerţie echivalent al pieselor în mişcare de rotaţie este $J''_e = 0{,}85$ kgm².

Rezolvare

Cu ajutorul relaţiilor (1.49) şi (1.38) se obţine:

$$a)\ J'_e = 5000 \left(\frac{15}{60} \cdot \frac{30}{\pi \cdot 960}\right)^2 = 0{,}0309 \text{ kgm}^2,$$

respectiv

$$b)\ M_R = \frac{9{,}81 \cdot 5000 \cdot 15 \cdot 30}{0{,}8 \cdot \pi \cdot 960 \cdot 60} = 152{,}5 \text{ Nm}.$$

c) Puterea mecanică pentru ridicare va fi:

$$P_R = M_R\Omega = 152{,}5 \frac{\pi \cdot 960}{30} = 15\,331 \text{ W}.$$

d) Pe baza ecuaţiei (1.18), ştiind că cuplul de pornire M_p se consideră constant şi egal cu valoarea medie, se obţine timpul de pornire:

$$t_p = \frac{J}{M_p - M_R} \int_{0}^{\Omega_R} d\Omega = \frac{J\Omega_R}{M_p - M_R}$$

de unde

$$M_p = \frac{J\Omega_R}{t_p} + M_R = \frac{(J'_e + J''_e)\Omega_R}{t_p} + M_R.$$

Înlocuind valorile numerice rezultă:

$$M_p = \frac{(0{,}85 + 0{,}0309)\pi \cdot 960}{1{,}4 \cdot 30} + 152{,}5 = 215{,}7 \text{ Nm}.$$

A.1.3. O acţionare cu mecanism bielă-manivelă (fig. 1.11) are următoarele date: $r = 0{,}25$ m, $l = 1{,}25$ m, $a = 0{,}55$ m, $b = 0{,}70$ m, $J_1 = 1$ kgm², $m_2 = 23{,}5$ kg, $\Omega_1 = 18{,}9$ rad/s, $J_2 = 3 \cdot 10^{-3}$ kgm², $m_3 = 49$ kg.

Să se calculeze şi să se reprezinte grafic variaţia momentului de inerţie total echivalent J_e şi a componentelor sale, raportate la arborele manivelei.

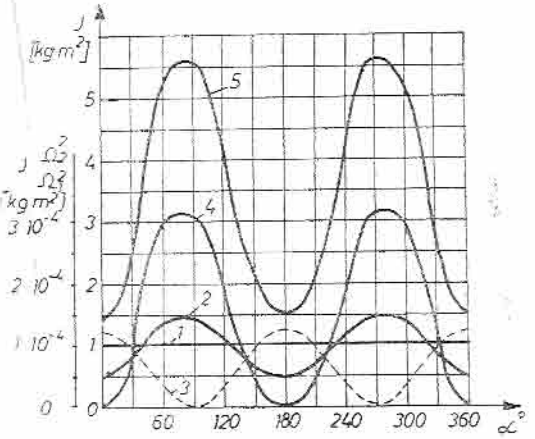


Fig. 1.31. Curbele de variaţie ale momentului de inerţie şi componentelor sale pentru un mecanism bielă-manivelă.

Rezolvare

Calculele se efectuează cu ajutorul relaţiilor (1.52), (1.56), (1.57), (1.58), (1.59), (1.60). Pe baza ecuaţiilor obţinute s-au reprezentat curbele din figura 1.31, notate cu *1*, *2*, *3* şi *4* în ordinea termenilor din partea dreaptă a egalităţii (1.52). Cu cifra *5* s-a notat curba momentului de inerţie total echivalent, $J_e = f(\alpha)$.

2. CARACTERISTICILE STATICE ŞI DINAMICE ALE MOTOARELOR ELECTRICE DE ACŢIONARE

Numeroase instalaţii industriale, cum sînt pompele, compresoarele, mecanismele de ridicare şi deplasare ale podurilor rulante, mecanismele auxiliare ale laminoarelor ş.a., sînt acţionate de motoare electrice de curent continuu sau alternativ, fără a se impune condiţii deosebite privind reglarea vitezei. Singurele cerinţe se referă la asigurarea pornirii, frînării şi, eventual, reversării. Totodată, durata acestor procese nu influenţează semnificativ productivitatea agregatelor acţionate.

În toate aceste cazuri, alimentarea motoarelor se face de la bare de tensiune şi frecvenţă constantă.

Problemele care se pun pentru această categorie de acţionări se referă la dimensionarea rezistenţelor de pornire şi frînare şi, mai ales, la alegerea corectă a elementelor schemei de comandă, control, protecţie şi semnalizare.

2.1. Acţionări cu maşini de curent continuu cu excitaţie în derivaţie şi separată

2.1.1. Caracteristici mecanice

Relaţiile de calcul şi caracteristicile mecanice sînt aceleaşi pentru acţionările cu maşini de curent continuu cu excitaţie separată şi derivaţie dacă tensiunea de alimentare a rotorului este constantă. Schemele maşinii electrice de c.c. cu excitaţie în derivaţie şi separată sînt reprezentate în figura 2.1 *a*, *b*, în care s-au notat cu U_A — tensiunea reţelei; U_e — tensiunea aplicată circuitului de excitaţie; I_t, I_A şi I_e — curenţii total, din circuitul indusului şi circuitul de excitaţie; R_A — rezistenţa înfăşurării indusului, notată cu A_1A_2, care include şi rezistenţa înfăşurării polilor auxiliari, notată cu B_1B_2 şi a înfăşurării de compensaţie care, dacă există, se notează cu C_1C_2; R_e — rezistenţa înfăşurării de excitaţie, notată cu E_1E_2, respectiv F_1F_2; R — rezistenţa legată în serie cu indusul; E_A — tensiunea electromotoare indusă de fluxul de excitaţie Φ; Ω — viteza unghiulară a indusului.

Între curenţi există relaţia:

$$I_t = I_A + I_e.$$

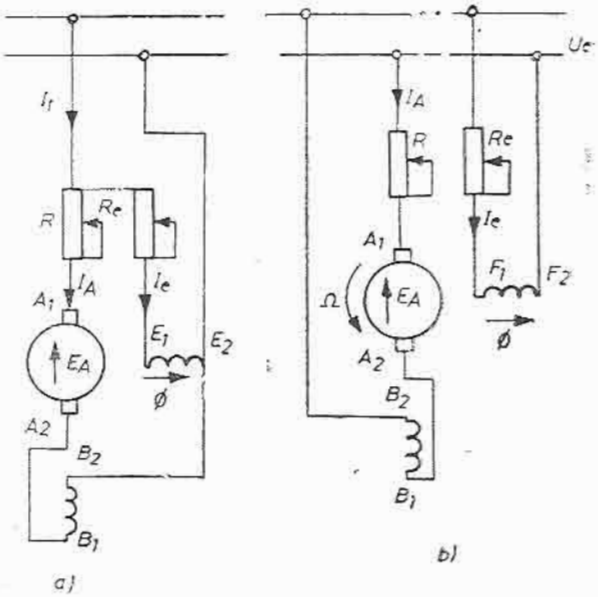


Fig. 2.1. Schemele maşinii de c.c. cu excitaţie în derivaţie (a) şi separată (b).

Deoarece I_e este mic faţă de I_A, mai ales la maşini mari, în calcule se consideră adeseori

$$I_t = I_A.$$

Tensiunea electromotoare este dată de relaţia:

$$E_A = \frac{1}{2\pi} \frac{p}{a} N\Phi\Omega = k\Phi\Omega, \tag{2.1}$$

în care, p este numărul perechilor de poli; a — numărul perechilor de căi de înfăşurare; N — numărul total de conductoare ale indusului, constanta electrică a maşinii avînd expresia:

$$k = \frac{1}{2\pi} \frac{p}{a} N. \tag{2.2}$$

Puterea electromagnetică este

$$P_A = E_A I_A \tag{2.3}$$

iar cuplul electromagnetic rezultă din expresiile (2.1) şi (2.3):

$$M_A = \frac{P_A}{\Omega} = k\Phi I_A. \tag{2.4}$$

În datele de catalog ale maşinilor electrice se indică puterea nominală la arbore P_{aN}. Cuplul nominal la arbore se calculează cu relaţia

$$M_{aN} = \frac{P_{aN}}{\Omega}. \tag{2.5}$$

În cazul cînd curentul I_A din circuitul indusului este variabil, adică în timpul proceselor tranzitorii, ecuaţia tensiunilor din circuitul indusului în regim de motor este:

$$U - E_A - L_A \frac{dI_A}{dt} = (R_A + R)I_A, \tag{2.6}$$

unde L_A este inductivitatea circuitului indusului. La funcţionare stabilizată, curentul I_A este constant, deci relaţia (2.6) devine:

$$U - E_A = (R + R_A)I_A \tag{2.7}$$

iar dacă $R = 0$, corespunzător caracteristicii naturale:

$$U - E = R_A I_A. \tag{2.8}$$

Fluxul maşinii electrice se poate exprima sub forma:

$$\Phi = \Phi_0 - \Delta\Phi, \tag{2.9}$$

unde Φ_0 este fluxul la mers în gol ideal, adică la $I_A = 0$, iar $\Delta\Phi$ scăderea fluxului datorită reacţiei indusului, la $I_A \neq 0$.

Notînd cu Ω_0 viteza la mers în gol ideal, din relaţiile (2.1) şi (2.7) se obţine la $I_A = 0$:

$$\Omega_0 = \frac{U}{k\Phi_0} \tag{2.10}$$

iar pentru o sarcină oarecare, considerînd şi relaţia (2.9) rezultă ecuaţia:

$$\Omega = \frac{U - (R + R_A)I_A}{k(\Phi_0 - \Delta\Phi)} = \frac{U}{k\Phi_0} \frac{1 - \frac{(R + R_A)I_A}{U}}{1 - \frac{\Delta\Phi}{\Phi_0}}. \tag{2.11}$$

Se observă că, din cauza căderii de tensiune $R_A I_A$, viteza scade pe măsură ce sarcina creşte, în timp ce influenţa $\Delta\Phi$ a reacţiei de indus, manifestată neliniar datorită saturaţiei, are ca efect creşterea vitezei.

Adeseori, în calcule se introduce aproximaţia $\Phi = \Phi_0 =$ const. (relaţie valabilă fără aproximare la maşinile compensate) şi notînd

$$K = k\Phi = k\Phi_0 \tag{2.12}$$

relaţiile (2.1) şi (2.4) devin

$$E_A = K\Omega \tag{2.13}$$

$$M_A = KI_A \tag{2.14}$$

iar expresia caracteristicii mecanice ia forma mai simplă:

$$\Omega = \frac{U}{K} - \frac{R_A + R}{K^2} M_A \tag{2.15}$$

echivalentă cu

$$\Omega = \frac{U}{K} - \frac{R_A + R}{K} I_A. \tag{2.16}$$

Constanta electrică a maşinii K, corespunzătoare fluxului nominal, poate fi determinată din (2.16) pentru valorile nominale

$$K = \frac{U_N - R_A I_N}{\Omega_N}. \qquad (2.17)$$

Caracteristicile mecanice pentru diferite valori ale rezistenţei R, ale tensiunii la borne U şi ale fluxului de excitaţie Φ sînt reprezentate în figura 2.2. Evident că modificarea tensiunii la borne se referă la indus, excitaţia trebuind, în acest caz, să fie alimentată separat, de la o altă sursă cu tensiune constantă; deci, în acest caz, trebuie utilizată maşina de c.c. cu excitaţie separată.

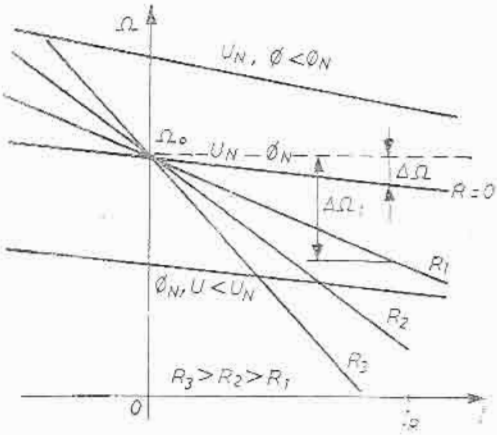


Fig. 2.2. Caracteristicile mecanice ale motoarelor de c.c. cu excitaţie independentă.

Mult mai comodă este exprimarea caracteristicilor mecanice în unităţi relative, expresiile nemaidepinzînd în acest fel de unităţile de măsură utilizate. Pentru aceasta, vom raporta toate mărimile la valorile nominale, mai puţin viteza de rotaţie, care se raportează la viteza de mers în gol.

Drept rezistenţă nominală se consideră rezistenţa fictivă pe care ar trebui să o aibă indusul maşinii, astfel ca la poziţia calată a acestuia, la tensiunea nominală, indusul să fie străbătut de curentul nominal, adică:

$$R_N = \frac{U_N}{I_N}. \qquad (2.18)$$

În aceste condiţii, pentru $\Phi = \Phi_N$ şi $U = U_N$ şi notînd cu litere mici valorile raportate, şi cu ν viteza raportată la Ω_0, relaţiile (2.15) şi (2.16) devin

$$\nu = 1 - r m_A \qquad (2.19)$$

respectiv

$$\nu = 1 - r i_A \qquad (2.20)$$

cuplul şi curentul, la valori nominale ale fluxului avînd aceeaşi valoare

$$m_A = \frac{M_A}{M_N} = \frac{k\Phi_N I_A}{k\Phi_N I_N} = \frac{I_A}{I_N} = i_A. \qquad (2.21)$$

Pentru construirea caracteristicii mecanice naturale este suficient să se cunoască rezistenţa indusului. Pentru calculele inginereşti, aceasta poate fi aproximată din presupunerea că jumătate din pierderi sînt pierderile în cupru. Vom avea, în acest caz:

$$R_A I_N^2 = 0{,}5\,(1 - \eta) I_N U_N$$

sau

$$R_A = 0{,}5\,(1 - \eta)\,\frac{U_N}{I_N} \qquad (2.22)$$

de unde, ţinînd seama de (2.18)

$$r_A = 0{,}5(1 - \eta). \tag{2.23}$$

În cazul în care se introduc rezistenţe suplimentare r_z în circuitul indusului, caracteristicile mecanice au expresia:

$$\nu = 1 - (r_A + r_z)\, i_A \tag{2.24}$$

şi poartă denumirea de *caracteristici reostatice*.

2.1.2. Regimul de pornire

2.1.2.1. *Condiţiile şi procedeele de pornire.* În timpul pornirii maşinii electrice de c.c. derivaţie, la valori scăzute ale vitezei Ω, tensiunea electromotoare E_A fiind mică, iar inductivitatea indusului avînd şi ea, de obicei, valori foarte mici, din relaţia (2.6) se observă că pentru curentul I_A se obţin valori mari, dacă $R = 0$ şi $U = U_N$, deoarece rezistenţa R_A este mică. O valoare prea mare a curentului are următoarele efecte negative, care pot duce la avarii: distrugerea izolaţiei înfăşurărilor maşinilor şi aparatelor de comandă şi măsură, datorită căldurii ce se degajă; comutaţie necorespunzătoare, cu posibilitatea apariţiei focului circular; solicitarea mare a periilor; solicitarea lipiturilor la conductoarele înfăşurărilor; solicitarea conductoarelor de alimentare; cupluri mari, care pot duce la deteriorări mecanice. Ca urmare, se pune problema limitării curentului de pornire la valori admisibile, care se stabilesc în funcţie de durata pornirii.

Din punct de vedere al valorii cuplului, se consideră că pornirea poate avea loc în gol, la jumătate din sarcina nominală, la sarcina nominală şi la un cuplu mai mare decît M_N. Spre exemplu, maşinile electrice care acţionează strunguri, presc sau compresoare pornesc în gol, iar cele care acţionează pompe, ventilatoare şi compresoare centrifuge se consideră că pornesc la jumătate din sarcină. Pornirea la sarcina nominală este întîlnită la acţionarea benzilor transportoare, utilajelor de ridicat şi a pompelor cu piston, iar pornirea la un cuplu mai mare decît cel nominal are loc la calandre şi mori cu bile.

Procedeele de pornire utilizate la maşinile electrice de c.c. cu excitaţie în derivaţie şi separată sînt:

— pornirea prin conectarea directă la reţea;
— pornirea cu rezistenţe adiţionale, intercalate în circuitul indusului;
— pornirea prin variaţia tensiunii de alimentare, fără reostat.

2.1.2.2. *Pornirea prin conectarea directă la reţea* este cel mai simplu procedeu. Curentul de pornire este însă foarte mare. Astfel, la pornirea în gol, şocul de curent I_p la maşina de c.c. cu excitaţie în derivaţie folosită ca motor este $I_p/I_N = 8{,}5-13{,}8$, iar timpul de pornire 0,1—0,3 s. La pornirea în sarcină, I_p este cu aproximativ 15—35% mai mare. Ca urmare, acest procedeu se aplică destul de rar în practică şi numai la maşini de putere mică.

2.1.2.3. *Pornirea reostatică.* Caracteristicile mecanice reostatice servesc la pornire, cînd, datorită absenţei tensiunii contraelectromotoare, curentul din indus trebuie limitat de rezistenţele de pornire.

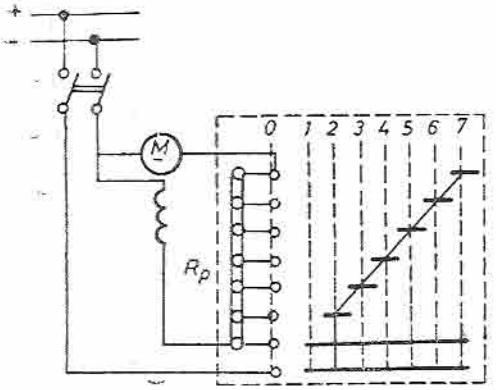


Fig. 2.3. Schema reostatului de pornire tip controler.

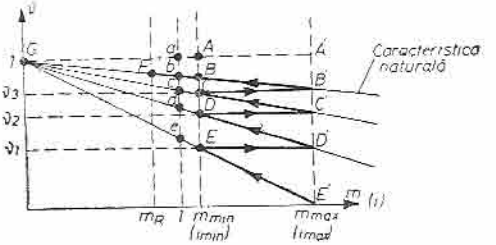


Fig. 2.4. Explicativă pentru calculul treptelor reostatului de pornire.

În figura 2.3 este reprezentată diagrama de funcționare a unui reostat de pornire tip controler. În poziția *1*, motorul este conectat la rețea cu toată rezistența în serie, iar în pozițiile de la *2* la *7* treptele de rezistență sînt scurtcircuitate în mod progresiv. În figură se vede desfășurata controlerului, formată din segmenții rotorului și linia periilor fixe ale acestuia, la care sînt conectate punctele de separație ale treptelor de rezistență. Pe liniile marcate *1—7* se opresc periile atunci cînd reostatul este manevrat pe pozițiile respective. Aceste linii indică pe ce segmenți calcă periile în fiecare poziție.

Reostatul are doi segmenți lungi, făcînd contact cu periile în pozițiile *1—7*, primul de jos fiind pentru conectarea unuia dintre conductorii rețelei la întreg ansamblul reostat-motor, iar al doilea pentru a menține excitația motorului permanent conectată la tensiunea rețelei în perioada de pornire.

Uneori, pentru a se împiedica manevrarea prea rapidă de către operator a controlerului, se prevăd dispozitive prin care scurtcircuitarea rezistențelor de pornire are loc independent de viteza de manevrare manuală. În acest caz, se utilizează contactoare de accelerare și relee, iar pornirea este denumită semiautomată.

În aceste situații, pentru asigurarea cuplului mediu de pornire dorit treptele reostatului de pornire se calculează ținînd seama de următoarele considerente (fig. 2.4).

Valoarea maximă a curentului în timpul pornirii trebuie să fie mai mică decît curentul maxim admisibil, iar curentul minim de pornire trebuie să fie mai mare decît curentul de sarcină, adică:

$$i_{max} \leqslant \lambda_I;\ i_{min} > i_R \quad \text{sau} \quad m_{max} \leqslant \lambda_M;\ m_{min} > m_R,$$

unde $\lambda_M = \frac{M_{max}}{M_N}$ este coeficientul de supraîncărcare admisibil și are valorile (1,6—1,8) pentru mașinile necompensate și în jur de 2,2 pentru mașinile compensate.

Caracteristica reostatică de pornire trece prin punctele corespunzătoare vitezei de mers în gol (*G*) și curent maxim (*E'*), mașina funcționînd pe această caracteristică pînă la turația ν_1 corespunzătoare curentului

minim. Prin scurtcircuitarea primei trepte a reostatului de pornire, curentul crește din nou la valoarea maximă (punctul D'). Se trasează apoi caracteristica reostatică pentru noua valoare a rezistențelor rămase în circuitul indusului pe care va funcționa mașina pînă la viteza ν_2(punctul D).

Pentru cuplul de sarcină m_R, funcționarea motorului se stabilizează în punctul F.

Notînd

$$\delta = \frac{i_{max}}{i_{min}} = \frac{m_{max}}{m_{min}}$$

și observînd că triunghiurile GAB și $GA'B'$ = ; GAC și $GA'C'$; GAD și $GA'D'$; etc. sînt asemenea și segmentele AB, AC, AD și AE sînt proporționale cu rezistența din circuitul indusului, adică

$$AB = Kr_A$$

$$AC = A'B' = K(r_A + r_3)$$

$$AD = A'C' = K(r_A + r_3 + r_2)$$

$$AE = A'D' = K(r_A + r_3 + r_2 + r_1)$$

se obțin următoarele valori pentru treptele reostatului de pornire:

$$r_3 = r_A(\delta - 1)$$

$$r_2 = \delta r_3 = r_A\,\delta(\delta - 1)$$

$$r_1 = \delta r_2 = r_A\,\delta^2(\delta - 1)$$

Rezistența totală din circuit

$$r_t = r_A + r_1 + r_2 + r_3 = \delta^3 r_A$$

sau, generalizînd pentru cazul a m trepte

$$r_t = \delta^m r_A. \tag{2.25}$$

Rezistența totală poate fi însă exprimată în funcție de curentul maxim; conform (2.7), la pornire $E_A = 0$, $i_A = i_{max}$ și deci

$$r_t = r_A + r_p = \frac{1}{i_{max}}.$$

Valoarea lui r_t introdusă în (2.25) duce la:

$$\delta = \sqrt[m]{\frac{1}{r_A\, i_{max}}}. \tag{2.26}$$

Relația (2.26) se folosește astfel:
se alege i_{max} și numărul de trepte m, se determină δ și apoi se calculează valoarea curentului minim:

$$i_{min} = \frac{i_{max}}{\delta}$$

și se verifică dacă acest curent este mai mare decît curentul de sarcină. În caz contrar, se alege o altă valoare pentru i_{max}, sau pentru numărul

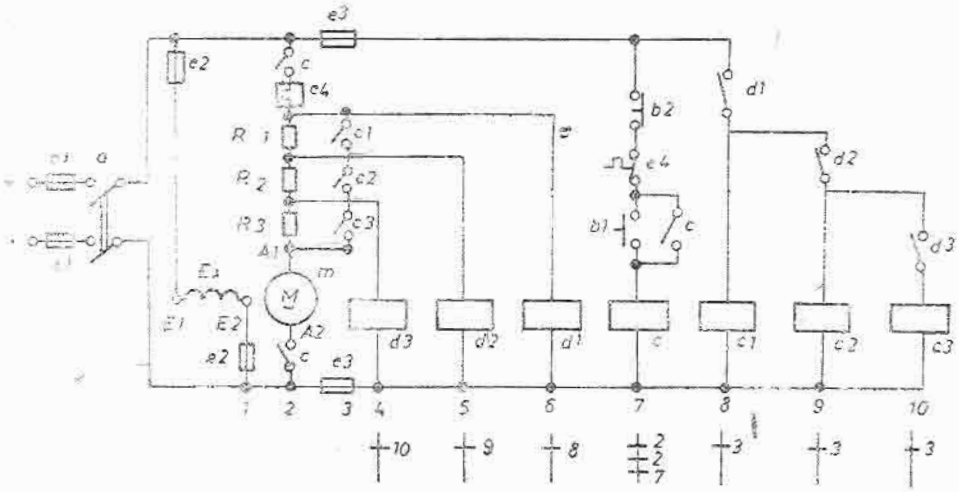


Fig. 2.5. Comanda pornirii reostatice în funcţie de viteză.

de trepte m. Valoarea treptelor reostatului de pornire se calculează apoi cu relaţia

$$r_x = r_A \delta^{m-x}(\delta - 1). \tag{2.27}$$

Rezistenţa totală din circuitul indusului pe treapta x are valoarea

$$r_{px} = \delta^{(m-x+1)} r_A \tag{2.28}$$

În figura 2.5 este redată schema principală a sistemului de comandă automată a pornirii în funcţie de viteză a unui motor cu excitaţie separată cu ajutorul a trei trepte de rezistenţă. Sistemul de comandă cuprinde următoarele aparate:

— un întreruptor manual *a* cu rol de separator, care se manevrează numai atunci cînd motorul este oprit;

— un contactor de linie *c* bipolar, cu suflaj magnetic, cu un contact auxiliar de autoblocare;

— un releu termic *e4* pentru protecţia motorului împotriva suprasarcinilor;

— trei contactoare de scurtcircuitare *c1, c2, c3* (denumite uneori şi de accelerare) fără suflaj magnetic, deoarece ele se vor deschide totdeauna în gol;

— trei relee de tensiune *d1, d2, d3,* prevăzute cu reglajul tensiunilor de anclanşare;

— siguranţe fuzibile *e1, e2, e3,* pentru protecţia circuitelor de comandă;

— un buton de comandă a opririi *b2* şi unul pentru comanda pornirii, *b1,* ambele cu revenire în poziţia normală.

Comanda în funcţie de viteză necesită măsurarea vitezei, urmată de acţionarea aparatajului corespunzător. Viteza se măsoară indirect, prin t.e.m. indusă în înfăşurarea rotorică.

Închiderea întreruptorului *a* pregăteşte schema pentru pornire, alimentînd înfăşurarea de excitaţie. Prin acţionarea butonului de pornire *b1,* contactorul *c* anclanşează şi motorul *M* porneşte, cu întreaga rezistenţă in-

trodusă în circuitul rotoric. La viteza unghiulară Ω_1 tensiunea la bornele releului *d1* devine:

$$U_1 = K\Omega_1 + I_{min}(R_A + R_p)$$

fiind egală cu tensiunea de anclanşare a acestui releu. Ca urmare a închiderii contactului *d1*, contactorul *c1* anclanşează şi scurtcircuitează prima treaptă de rezistenţă. Releul *d2* trebuie să aibă tensiunea de anclanşare

$$U_2 = K\Omega_2 + I_{min}(R_A + R_p - R_1)$$

iar releul *d3* tensiunea de anclanşare

$$U_3 = K\Omega_3 + I_{min}(R_A + R_3).$$

În acest mod se scurtcircuitează pe rînd cele trei trepte *R1*, *R2* şi *R3*.

Această schemă se foloseşte pentru comanda automată a motoarelor de puteri reduse (pentru acţionarea maşinilor de prelucrat prin aşchiere, a unor dispozitive auxiliare la laminoare etc.).

Pornirea reostatică poate fi comandată şi în funcţie de timp, ca în figura 2.6.

Închiderea intreruptorului *a1* pregăteşte schema pentru pornire. Releul *d1* anclanşează şi deci contactul *d1* din circuitul *5* este deschis, iar contactul *d2* din circuitul *6* este închis. Acţionarea butonului de pornire *b1* pune sub tensiune indusul motorului *m*, ca urmare a anclanşării contactorului *c*. Motorul porneşte avînd conectat în circuitul rotoric reostatul de pornire. Prin deschiderea contactului *c1* din circuitul *4*, releul *d1* pierde alimentarea şi începe temporizarea de închidere a contactului său n.î. cu temporizare la închidere din circuitul *5*. Releul *d2* anclanşează fiind conectat pe rezistenţa *R1* şi îşi deschide contactul din circuitul *6*. După închiderea contactului *d1* din circuitul *5*, contactorul *c1* scurtcircuitează prima treaptă *R1*. Din acest moment începe temporizarea rele-

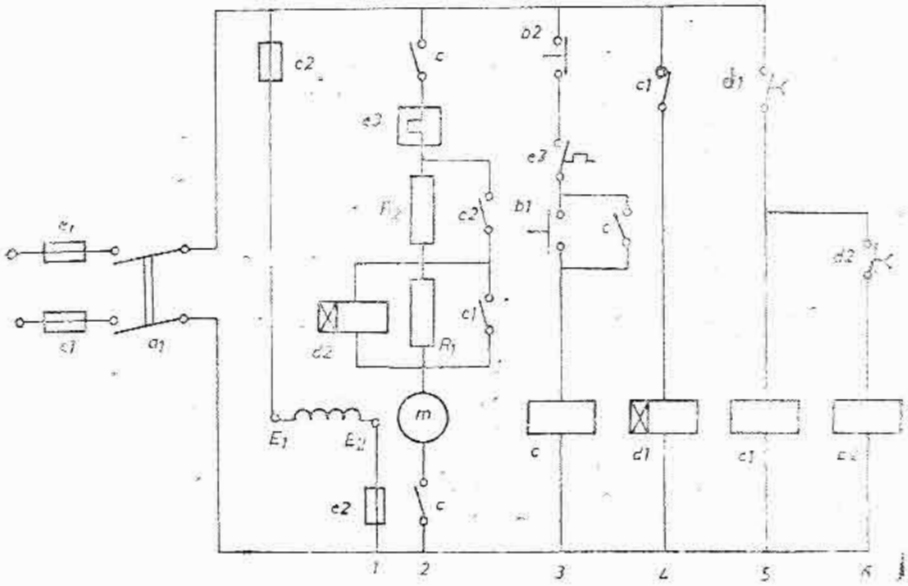


Fig. 2.6. Pornirea reostatică în funcţie de timp.

ului *d2* (bobina acestuia este scurtcircuitată de contactul *c1* din circuitul *2*). La terminarea temporizării, releul *d2* închide contactul din circuitul *6*, contactorul *c2* anclanşează şi scurtcircuitează a doua treaptă *R2*.

APLICAŢII

A.2.1. Pentru motorul de curent continuu şi excitaţie derivaţie MCM 814, avînd $P_N = 110$ KW; $U_N = 220$ V; $n_N = 500$ rot/min; $\eta_N = 0{,}91$, să se calculeze expresia caracteristicilor mecanice naturale în unităţi relative şi absolute.

Rezolvare.

Rezistenţa indusului se aproximează prin:

$$r_A = 0{,}5(1 - \eta_N) = 0{,}5(1 - 0{,}91) = 0{,}045$$

şi deci

$$\nu = 1 - 0{,}045\ i_A.$$

Pentru a trece la exprimarea caracteristicii în unităţi absolute, relaţia de mai sus, scrisă pentru valorile nominale, conduce la:

$$\frac{\Omega_N}{\Omega_0} = 1 - r_A \cdot 1$$

unde $\Omega_0 = \frac{U_N}{K}$. Constanta electrică a maşinii se calculează prin:

$$K = \frac{U_N(1 - r_A)}{\Omega_N} = \frac{220(1 - 0{,}045)}{\pi \frac{500}{30}} = 4{,}01 \text{ Vs}.$$

şi deci

$$\Omega_0 = \frac{U_N}{K} = 54{,}86\ \text{s}^{-1}.$$

Valoarea nominală a curentului se determină din randament:

$$I_N = \frac{P_N}{U_N \eta_N} = \frac{110 \cdot 10^3}{220 \cdot 0{,}91} = 549{,}45 \text{ A}$$

şi deci

$$M_N = K I_N = 4{,}01 \cdot 549{,}45 = 2203{,}29 \text{ Nm}$$

astfel încît expresia caracteristicilor mecanice naturale în unităţi absolute devine

$$\Omega = \Omega_0 - \Omega_0 r_A \frac{I_A}{I_N}$$

şi

$$\Omega = \Omega_0 - \Omega_0 r_A \frac{M_A}{M_N},$$

adică

$$\Omega = 54{,}86 - 0{,}0045\ I_A$$

şi

$$\Omega = 54{,}86 - 0{,}0011\ M_A.$$

Amplificînd prin $\frac{30}{\pi}$,

$$n = 524 - 0{,}043\ I_A$$

sau

$$n = 524 - 0{,}0105\ M_A.$$

A.2.2. Pentru schema pornirii reostatice în funcție de viteză să se calculeze reostatul de pornire și tensiunile de anclanșare ale releelor de viteză. Motorul de acționare este de tipul Ci 180 M, avînd $P_N = 5{,}5$ kW; $U_N = 220$ V; $I_N = 31$ A; $n_N = 3000$ rot/min ($\Omega_N = 314\ s^{-1}$).

Pornirea se face la $M_P = 1{,}8\ M_N$.

Rezolvare: rezistența indușului este:

$$r_A = 0{,}5(1 - \eta) = 0{,}5\left(1 - \frac{P_N}{U_N I_N}\right) = 0{,}5\left(1 - \frac{5{,}5 \cdot 10^3}{220 \cdot 31}\right) = 0{,}097$$

adică

$$R_A = r_A \frac{U_N}{I_N} = 0{,}097 \cdot \frac{220}{31} = 0{,}688\ \Omega.$$

Se încearcă inițial cu $m = 3$ trepte ale reostatului de pornire.

$$\delta = \sqrt[3]{\frac{1}{r_A\ m_{max}}} = \sqrt[3]{\frac{1}{0{,}097 \cdot 1{,}8}} = 1{,}789$$

și deci

$$m_{min} = \frac{m_{max}}{\delta} = \frac{1{,}8}{1{,}789} = 1{,}006.$$

Pornirea în trei trepte, la $m_{max} = 1{,}8$ nu poate avea loc deoarece la sarcina nominală cuplul este apropiat de cel minim.

Cuplul maxim de pornire fiind impus la $1{,}8\ M_N$, se încearcă cu $m = 4$ trepte. Rezultă

$$\delta = \sqrt[4]{\frac{1}{0{,}097 \cdot 1{,}8}} = 1{,}547$$

astfel încît

$$m_{min} = \frac{1{,}8}{1{,}547} = 1{,}163 > 1.$$

Pornirea în patru trepte poate avea loc. Schema va cuprinde în plus față de cea indicată în figura 2.5 un releu de tensiune *d4* și un contactor de accelerare *c4*.

Treptele reostatului de pornire au valorile (relația 2.27):

$$R_1 = \delta^3 R_A(\delta - 1) = 1{,}39\ \Omega$$

$$R_2 = \delta^2 R_A(\delta - 1) = 0{,}9\ \Omega$$

$$R_3 = \delta R_A(\delta - 1) = 0{,}582\ \Omega$$

$$R_4 = R_A(\delta - 1) = 0{,}376\ \Omega$$

Se aleg valorile standardizate $R_1 = 1{,}50\Omega$; $R_2 = 1\Omega$; $R_3 = 0{,}6\Omega$ și $R_4 = 0{,}4\Omega$, reostatul de pornire avînd valoarea totală $R_p = 3{,}5\Omega$.

Curentul de comutare are valoarea $I_{min} = i_{min} I_N = 1{,}163 \cdot 31 = 36{,}09$ A $\simeq 36$ A.
Tensiunile de anclanşare ale releelor de viteză vor trebui reglate la valorile:

$$U_1 = U_N - R_p I_{min} = 220 - 3{,}5 \cdot 35{,}5 = 94 \text{ V}$$
$$U_2 = U_N - (R_p - R_1) I_{min} = 148 \text{ V}$$
$$U_3 = U_N - (R_p - R_1 - R_2) I_{min} = 184 \text{ V}$$
$$U_4 = U_N - (R_p - R_1 - R_2 - R_3) I_{min} = 205 \text{ V}.$$

2.1.2.4. *Pornirea prin variaţia tensiunii de alimentare.* Pornirea cu reostat prezintă ca dezavantaj pierderi de energie în rezistenţele de pornire, care sînt parcurse de curentul de pornire. La acţionările de putere mare se mai adaugă ca dezavantaj şi gabaritul mare al reostatului de pornire. Ca urmare, la numeroase acţionări cu maşini de c.c., pornirea se realizează prin creşterea tensiunii de alimentare de la o valoare redusă, care poate fi egală cu zero, pînă la tensiunea nominală. În acest scop se poate utiliza:

— alimentarea de la un convertor rotativ, de exemplu, de la un grup generator-motor;

— alimentarea printr-un convertor cu elemente statice, care pot fi amplificatoare magnetice, redresoare comandate cu tiristoare sau variatoare de tensiune continuă;

— alimentarea în trepte de tensiune, care se pot obţine, spre exemplu, prin conectarea în serie sau în paralel a mai multor maşini sau elemente de baterii de acumulatoare.

Tensiunea U se poate modifica automat în timp, astfel încît curentul I să se menţină constant în timpul pornirii, asigurîndu-se astfel un timp minim de pornire concomitent cu anularea consumului de energie electrică în rezistenţele de pornire parcurse de curentul principal.

Sistemele de acţionare cu tensiune variabilă sînt utilizate mai ales pentru modificarea vitezei. De aceea, ele se vor examina în capitolul 3.

2.1.3. Regimul de frînare

Maşinile electrice posedă însuşirea de a funcţiona în regim de motor sau în regim de frînă, după cum produc mişcarea sau se opun mişcării. La funcţionarea ca motor, sensul mărimilor se va reprezenta ca în figura 2.7, *a*, $\bar{F}$ fiind forţa care produce cuplul M_A, iar $\bar{v}$ viteza periferică a rotorului. Pentru comparaţie, în figura 2.7, *b*, este arătat modul de reprezentare a sensului mărimilor în cazul frînării.

Fig. 2.7. Sensul mărimilor electrice şi mecanice în regim de motor (*a*) şi de frînă (*b*).

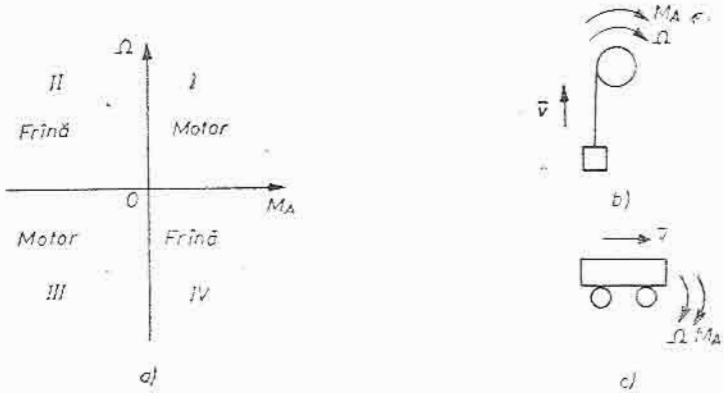


Fig. 2.8. Regimurile de funcţionare (*a*) şi sensurile de referinţă (*b*) şi (*c*).

Sub aspectul caracteristicilor mecanice, funcţionarea poate să aibă loc în cele patru cadrane: în cadranele I şi III în regim de motor, iar în II şi IV în regim de frînă (fig. 2.8, *a*). Sub aspectul modului de desfăşurare al fenomenelor la frînare, acestea se pot asocia la două cazuri întîlnite frecvent în practică: cazul mecanismului de ridicare şi cazul mecanismului de translaţie pentru un cărucior sau un vehicul (fig. 2.8, *b* şi *c*), reprezentarea semnelor corespunzînd regimului de motor. Există trei metode de frînare: *frînarea cu recuperare, frînarea în contracurent* şi *frînarea reostatică.*

2.1.3.1. *Frînarea cu recuperare.* Fie cazul din figura 2.8, *c*, care corespunde funcţionării ca motor pe caracteristica naturală *1* din figura 2.9, în cadranul I, punctul *A*. Dacă înclinaţia căii de rulare se modifică faţă de linia orizontală astfel încît vehiculul ajunge să coboare şi fără ajutorul unui cuplu motor, atunci viteza sa, deci şi a maşinii electrice, va creşte, devenind mai mare ca viteza de mers în gol Ω_0, punctul de funcţionare stabilindu-se în A_1, în cadranul II.

Corespunzător, tensiunea electromotoare $E_A = K\Omega$ devine mai mare decît tensiunea la borne $U = K\Omega_0$. Astfel sensul curentului I_A se modifică, cuplul M_A devenind cuplu de frînare $\left(I_A = \frac{K\Omega_0 - K\Omega}{R_A} < 0\right)$.

Energia obţinută de la vehiculul în coborîre se transmite în reţea de către maşina electrică, funcţionînd ca generator. Această metodă de frînare reprezintă cea mai economică metodă şi poartă denumirea de *frînare prin recuperare* de energie. Ea se poate însă aplica numai la viteze mai mari ca Ω_0, deci prin această metodă *nu se poate opri mecanismul de lucru, putîndu-se doar limita viteza acestuia.*

Domeniul de frînare prin recuperare se poate extinde alimentînd maşina de la o sursă de tensiune variabilă, astfel încît viteza Ω_0 să se modifice, spre exemplu, la Ω_0' (fig. 2.9). La acelaşi cuplu se obţine viteza corespunzătoare punctului de funcţionare A_3, de pe caracteristica *3*.

În cazul din figura 2.8, *b*, frînarea cu recuperare în regim stabilizat se realizează la coborîrea greutăţii. În acest scop, se inversează sensul tensiunii *U*, deci şi al vitezei Ω_0, fapt care determină coborîrea greutăţii, deci şi Ω respectiv E_A îşi vor schimba semnul. Deoarece $|\Omega| > |\Omega_0|$, rezultă că

semnele curentului I_A şi cuplului vor rămîne aceleaşi ca la ridicare şi funcţionarea se va stabiliza în cadranul IV, pe caracteristica *4*, în punctul A_4 (fig. 2.9).

2.1.3.2. *Frînarea contracurent* se realizează diferit pentru acţionările avînd cuplul de sarcină de tip potenţial faţă de cele care au cuplul de sarcină de tip reactiv.

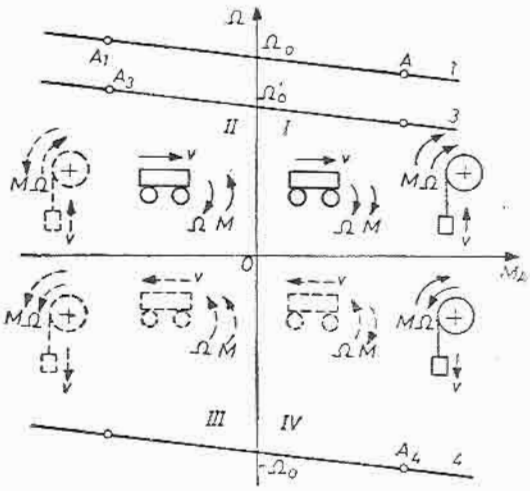


Fig. 2.9. Explicativă la frînarea prin recuperare.

In cazul mecanismelor de ridicare, frînarea se comandă prin mărirea rezistenţei R în serie cu indusul, astfel încît funcţionarea stabilizată pe caracteristica mecanică la cuplul rezistent M_R să se obţină la o viteză negativă. Trecerea punctului de funcţionare din *A* de pe caracteristica naturală, *1*, în *B* şi apoi în *C* pe caracteristica de frînare *2*, este arătată în figura 2.10. Semnul tensiunii $E = K\Omega$ se inversează, curentul şi cuplul păstrîndu-şi însă sensul anterior.

Caracteristica mecanică are, în unităţi relative, expresia:

$$\nu = 1 - (r_A + r_f)i_A$$

astfel, încît, pentru $(r_A + r_f)i_A > 1$, viteza devine negativă. Rezistenţa de frînare necesară coborîrii cu viteza impusă ν_{cob} are valoarea

$$r_f = \frac{1 + \nu_{cob}}{m_R} - r_A. \tag{2.30}$$

La mecanismele de tip reactiv, frînarea în contracurent se realizează prin inversarea polarităţii tensiunii U la bornele indusului, concomitent cu introducerea unei rezistenţe de frînare R_f în circuitul acestuia. În aceste cazuri, funcţionarea are loc (fig. 2.10) pe caracteristica *3*, căreia îi corespunde viteza de mers în gol—Ω_0. Funcţionarea maşinii de acţionare definită în regimul de motor prin punctul *D*, trece în punctul *E*, stabilizîndu-se apoi la obţinerea echilibrului între cuplul maşinii de acţionare şi cuplul mecanismului de lucru în

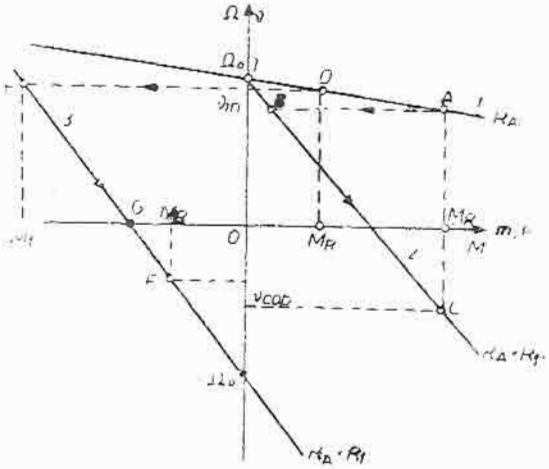


Fig. 2.10. Caracteristici mecanice de frînare în contracurent.

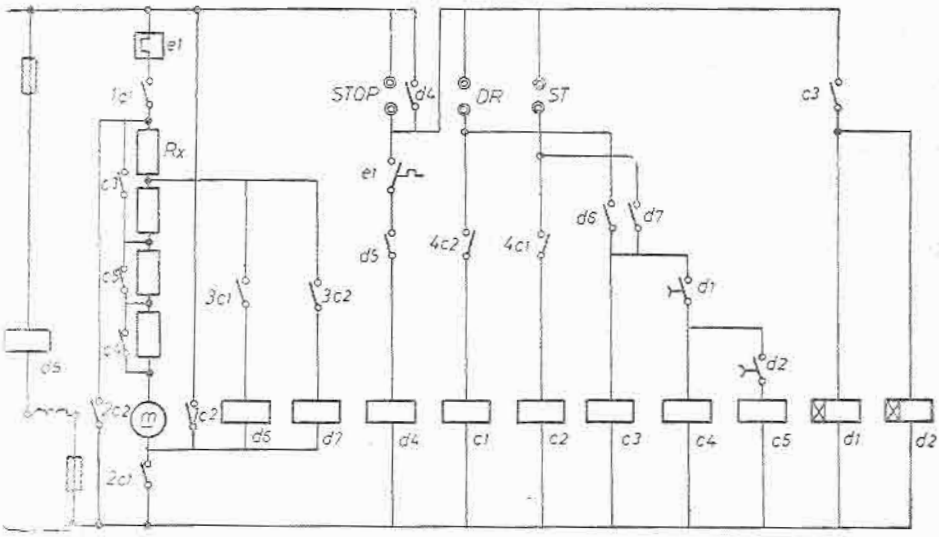


Fig. 2.11. Comanda automată a pornirii reostatice, frînării contracurent şi reversării.

punctul F. Dacă se urmăreşte numai oprirea, atunci maşina se deconectează de la reţea în momentul cînd Ω devine zero, adică în punctul G.

Caracteristica mecanică are expresia:

$$\Omega = -\frac{U_N}{K} - \frac{R_A + R_f}{K} I_A$$

sau, în unităţi relative:

$$\nu = -1 - (r_A + r_f) i_A. \tag{2.31}$$

Pentru un cuplu iniţial de frînare impus m_f, rezistenţa de frînare se calculează cu relaţia:

$$r_f = \frac{1 + \nu_{in}}{m_f} - r_A, \tag{2.32}$$

unde ν_{in} este viteza de la care începe frînarea contracurent.

Această metodă de frînare, foarte eficientă, poate conduce însă la şocuri mecanice puternice care pot periclita instalaţia mecanică.

Comanda automată a pornirii reostatice, frînării contracurent şi reversării motoarelor de curent continuu cu excitaţie independentă se realizează cu schema indicată în figura 2.11.

Pe lîngă elementele cunoscute din schemele anterioare, apar şi altele noi. Astfel, releul de tensiune *d4*, denumit releu de tensiune nulă, protejează instalaţia împotriva pornirilor neavertizate. La căderea tensiunii de alimentare, de exemplu datorită unei avarii, dacă operatorul lasă controlerul pe una din poziţiile de lucru, la reapariţia tensiunii, schema nu poate fi realimentată decît readucînd controlerul pe poziţia de zero. Releul *d5*, denumit releu de curent minim, protejează schema de comandă la căderea excitaţiei, deconectînd indusul de la reţea.

Pornirea se face reostatic, în funcţie de timp.

Frînarea este comandată prin releele de tensiune *d6* şi *d7*.

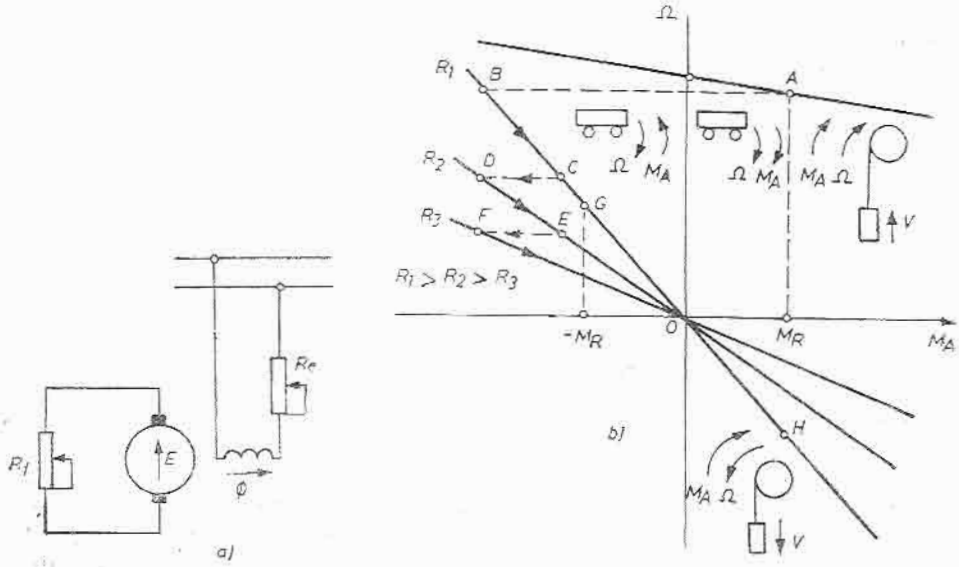


Fig. 2.12. Schemă de frînare reostatică.

Presupunînd că motorul funcţionează în sensul dreapta, la comanda de frînare contracurent, maneta controlerului se aduce pe poziţia „stînga" Prin această operaţie, contactorul *c1* pierde alimentarea, anclanşînd în schimb contactorul de sens contrar *c2*. Contactul *3c2* conectează în paralel pe indus releul *d7* în serie cu o parte din rezistenţa de frînare, notată cu R_x. Tensiunea la bornele releului *d7* are expresia:

$$U_{d7} = K\Omega_0 - \frac{K\Omega_0 + K\Omega}{R_f} R_x.$$

În momentul iniţial inversării polarităţii, dacă $R_x \simeq 0{,}5\ R_f$ şi $\Omega \simeq \Omega_0$ tensiunea la bornele acestui releu devine nulă şi deci releul nu anclanşează. În tot timpul frînării, contactele normal deschise ale releelor *d6* şi *d7* rămîn deschise, contactorul *c3* nu primeşte alimentare, în circuitul indusului fiind introdusă întreaga rezistenţă de frînare. Pe măsură ce motorul se frînează, tensiunea la bornele releului *d7* creşte, ajungînd, la oprirea motorului, la valoarea $U_{d7} \simeq 0{,}5\ U_N$. Releul este reglat să anclanşeze la această valoare a tensiunii şi deci, după terminarea frînării, dacă se menţine controlerul pe poziţia „ stînga", contactul normal deschis *d7* se închide şi permite alimentarea bobinei contactorului de frînare *c3*. Acesta scurtcircuitează prin contactul său normal deschis o parte din rezistenţa de frînare, în circuitul indusului rămînînd doar rezistenţa de pornire. Motorul se accelerează reostatic, spre stînga.

Pentru oprire, fără reversare, la trecerea prin zero a vitezei se aduce maneta controlerului pe poziţia „stop".

2.1.3.3. *Frînarea reostatică* (dinamică) *se realizează prin deconectarea indusului de la reţea şi conectarea lui pe o rezistenţă de frînare* (fig. 2.12, *a*). Maşina funcţionează în acest caz în regim de generator, transformînd energiile cinetice înmagazinate în masele aflate în mişcare, în energie electrică ce se consumă pe rezistenţa de frînare. Curentul din indus schimbîndu-

și semnul, ecuația caracteristicii mecanice în regimul de frînare dinamică se obține din (2.15), făcînd $U = 0$ și considerînd și rezistența de frînare R_f:

$$\Omega = \frac{R_A + R_f}{K} I_A$$

sau, în unități relative:

$$\nu = (r_A + r_f) m_A.$$

Pentru un cuplu de frînare de valoare inițială dată, m_f rezistența de frînare rezultă:

$$r_f = \frac{\nu_{in}}{m_f} - r_A, \tag{2.33}$$

Caracteristicile de frînare reostatică sînt reprezentate în figura 2.12, *b*. În cazul frînării în vederea opririi unui vehicul care se deplasează pe un plan orizontal, punctul de funcționare trece din *A*, unde a avut loc funcționarea ca motor, în *B* și apoi în *O*. Viteza și-a păstrat sensul, în timp ce curentul și cuplul și-au schimbat sensul față de funcționarea ca motor; cuplul scade proporțional cu micșorarea vitezei. Pentru a menține cuplul de frînare între două limite, rezistența de frînare R_f trebuie micșorată în trepte, obținîndu-se astfel mai multe caracteristici de frînare pe care punctul de funcționare se deplasează conform liniei frînte *B*, *C*, *D*, *E*, *F*, *O*.

În cazul coborîrii vehiculului pe un plan înclinat prin frînare, punctul de funcționare se stabilizează în *G*, unde se obține egalitatea $-M_G = -M_R$. Caracteristica cu efectul cel mai pronunțat de frînare, care se poate obține, este limitată de valoarea minimă a rezistenței R_A. La viteza zero, cuplul de frînare se anulează, Deci, *pentru frînarea la viteze mici și pentru obținerea vitezei zero în vederea opririi vehiculului este necesară frîna mecanică.*

Frînarea cu mașina electrică la coborîrea unei greutăți se realizează la viteză negativă și cuplu pozitiv față de funcționarea ca motor, adică în cadranul IV din figura 2.12, *b*, spre exemplu, în punctul *H*.

Frînarea reostatică se poate realiza și cu înfășurarea de excitație legată în paralel cu indusul. În acest caz, conexiunea trebuie făcută astfel încît mașina electrică să nu se deexcite. Efectul de frînare va fi însă mai redus.

Frînarea reostatică prezintă avantajul simplității montajului și al eficienței frînării pînă la viteze destul de mici. Apare însă dezavantajul pierderilor în rezistența de frînare.

În scopul unei viziuni de ansamblu și pentru comparație, în figura 2.13 sînt arătate regimurile de frînare ale mașinii de c.c. cu excitație separată în sistemele de acționare electrică.

A.2.3. Motorul din aplicația A.2.2. antrenează mecanismul de ridicare al unui pod rulant. Să se calculeze rezistența suplimentară necesară să fie introdusă în circuitul indusului, pentru a se coborî sarcina nominală cu jumătate din viteza de ridicare nominală.

Rezolvare

Rezistența necesară este dată de:

$$r_f = \frac{1 + 0{,}5\,\nu_N}{i_A} - r_A,$$

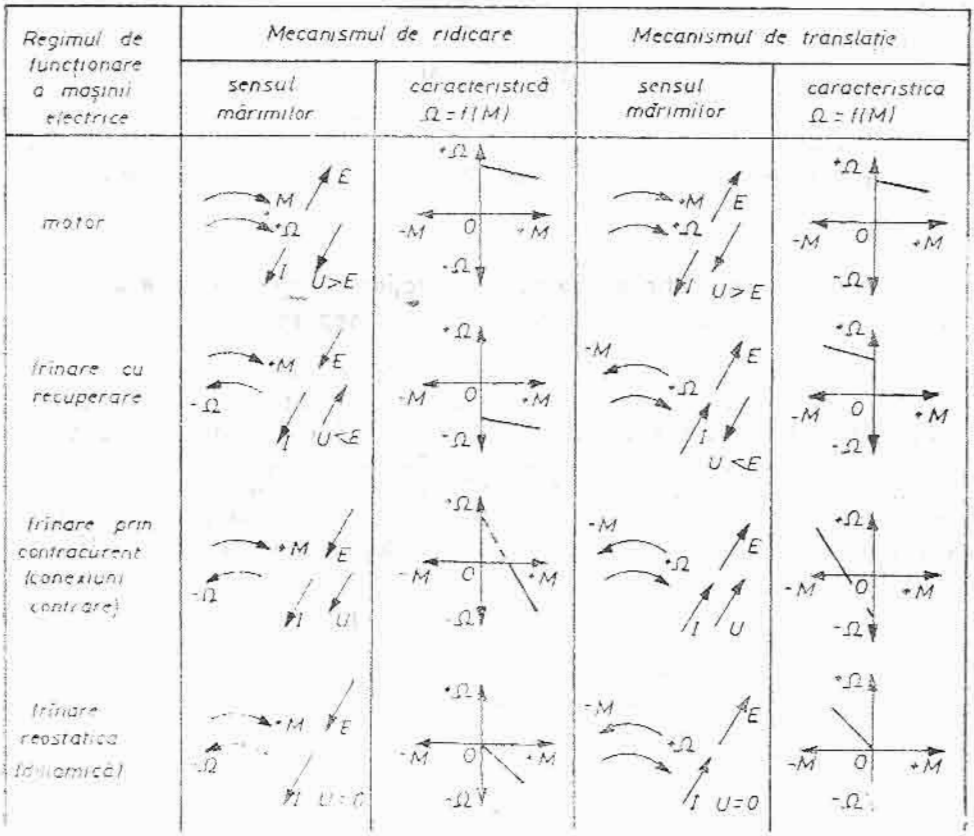


Fig. 2.13. Regimurile de frînare ale mașinii de c.c. cu excitație în derivație.

unde

$$\nu_N = 1 - r_A = 1 - 0{,}097 = 0{,}903.$$

Rezultă:

$$r_f = \frac{1 + 0{,}5 \cdot 0{,}903}{1} - 0{,}097 = 1{,}35,$$

adică:

$$R_f = r_f \frac{U_N}{I_N} = 1{,}35 \ \frac{220}{31} = 9{,}58\ \Omega.$$

Se alege o rezistență standard de 10 Ω.

A.2.4. Același motor din aplicația A.2.2. acționează un mecanism principal al unei mașini unelte; reversarea se face prin frînare contracurent la un cuplu de frînare de 1,5 M_N. Să se calculeze rezistența de frînare contracurent necesară.

Rezolvare

$$r_f = \frac{1 + \nu_{in}}{i_f} - r_A = \frac{1 + 0{,}903}{1{,}5} - 0{,}097 = 1{,}17,$$

adică:

$$R_f = r_f \frac{U_N}{I_N} = 1{,}17 \frac{220}{31} = 8{,}30\ \Omega.$$

Rezistența de pornire de 3,5 Ω poate fi folosită și la frînare, înseriindu-se cu o rezistență suplimentară de $R_{S_f} = R_f - R_p = 4{,}80\ \Omega$.

Alegînd o rezistență suplimentară standard de 5 Ω ($r_{sf} = 0{,}704$), cuplul de frînare devine $M_f = 1{,}47\ M_N$ foarte apropiat de cel impus.

2.1.4. Caracteristiciile dinamice ale acționărilor cu motoare de curent continuu cu excitație separată

2.1.4.1. *Funcțiile de transfer ale motorului de curent continuu cu excitație independentă și constantă.* Schema echivalentă a motorului de curent continuu cu excitație independentă care antrenează o sarcină de cuplu M_R, raportat la arborele mașinii, este indicată în figura 2.14.

În ipoteza neglijării neliniarităților introduse de fenomenele de saturație, considerînd curentul de excitație constant și variații în treaptă ale sarcinii ecuațiile operaționale care caracterizează funcționarea motorului, utilizînd notațiile uzuale sînt:

$$U_A(s) - E_A(s) = I_A(s)\, R_A(1 + sT_A)$$
$$E_A(s) = K\Omega(s)$$
$$M_A(s) = KI_A(s)$$
$$M_A(s) - M_R(s) = Js\Omega(s)$$
$$T_A = \frac{L_A}{R_A}$$

T_A reprezintă constanta electrică de timp a circuitului indusului pentru calcularea căreia, în absența datelor de catalog, pot fi utilizate relațiile empirice:

$$L_{A_r} = \frac{\lambda U_N}{p n_N I_N} \tag{2.34}$$

$$R_{A_r} = 0{,}5(1 - \eta)\frac{U_N}{I_N} \tag{2.35}$$

unde L_{A_r} și R_{A_r} reprezintă inductivitatea, respectiv rezistența rotorică, λ — un coeficient de valoare 1,9, respectiv 5,6, pentru mașinile cu și fără înfășurare de compensație, p — numărul de perechi de poli, iar η — randamentul la sarcina nominală. Acestor ecuații operaționale, le corespunde schema bloc din figura 2.15.

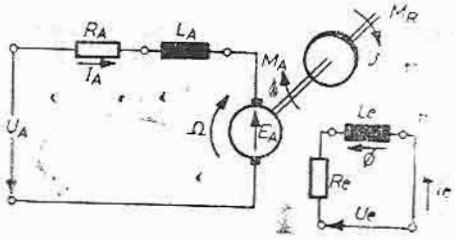


Fig. 2.14. Schema echivalentă a motorului de curent continuu cu excitație independentă.

Sarcina M_R constituie mărimea perturbatoare în timp ce tensiunea de alimentare U_A este mărimea de reglare, prin variația căreia se obțin vitezele de rotație dorite.

Neglijînd neliniaritățile, viteza de rotație se obține prin suprapunerea efectelor, neglijînd succesiv sarcina motorului și tensiunea de alimentare.

Pentru $M_R = 0$ și flux de excitație nominal, aplicînd algebra schemelor de structură se obține succesiv:

— funcția de transfer pe cale directă:

$$Y_d(s) = \frac{\Omega(s)}{U_A(s) - E(s)} = \frac{K}{JsR_A(1 + sT_A)};$$

— funcția de transfer pe calea de reacție:

$$Y_r(s) = \frac{E(s)}{\Omega(s)} = K.$$

Funcția de transfer a circuitului închis, considerînd ca mărime de ieșire viteza de rotație Ω, iar ca mărime de intrare tensiunea de alimentare, devine:

$$Y(s) = \frac{Y_d(s)}{1 + Y_d(s)\,Y_r(s)} = \frac{1}{K}\,\frac{1}{T_m\,T_A\,s^2 + T_m\,s + 1} \tag{2.36}$$

unde

$$T_m = \frac{JR_A}{K^2} \tag{2.37}$$

reprezintă constanta electromecanică de timp a instalației de acționare.

În absența datelor de catalog, momentul de inerție propriu al motorului poate fi calculat cu relația empirică:

$$J_r = P_{1500}\sqrt[4]{P_{1500}} \cdot 10^{-3}\ [\text{kg m}^2], \tag{2.38}$$

unde P_{1500} reprezintă puterea raportată la viteza de 1500 rot/min.

Observații:

1. Datorită faptului că pe tăbliță de date nominale a motoarelor și în cataloagele de mașini electrice viteza de rotație este indicată încă în rot/min, iar momentul de inerție J este dat prin momentul de volant $GD^2 = 4\,gJ$ [kgfm²], constanta electromecanică de timp T_m are expresia echivalentă:

$$T_m = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{R_A}{K^2}. \tag{2.39}$$

2. Dacă se ține seama și de frecările vîscoase, ecuația cuplului devine:

$$M_A(s) - M_R(s) = Js\Omega(s) + F\Omega(s),$$

unde F este coeficientul de frecări vîscoase. Schema bloc din figura 2.15 se completează cu reacția desenată punctat, funcția de transfer în raport cu tensiunea de alimentare devenind:

$$Y(s) = \frac{1}{K}\,\frac{1}{1 + \dfrac{T_m}{T_F} + s\dfrac{T_m(T_A + T_F)}{T_F} + s^2 T_m\,T_A} \tag{2.40}$$

unde $T_F = \dfrac{J}{F}$.

În continuare, se vor neglija frecările vîscoase, operîndu-se cu funcția de transfer (2.36).

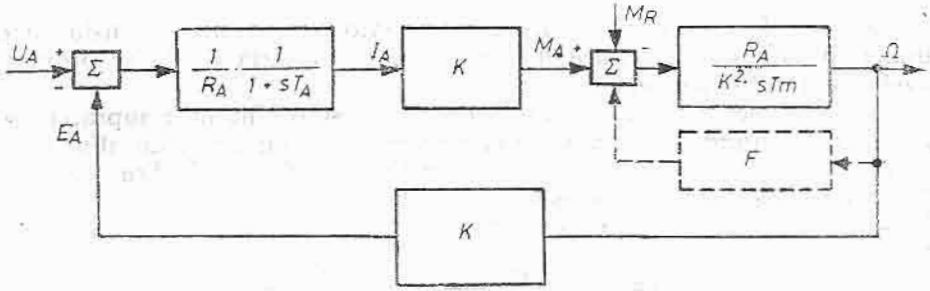


Fig. 2.15. Schema bloc a motorului de curent continuu cu excitaţie independentă considerînd mărime de intrare tensiunea de alimentare şi mărime de ieşire viteza de rotaţie.

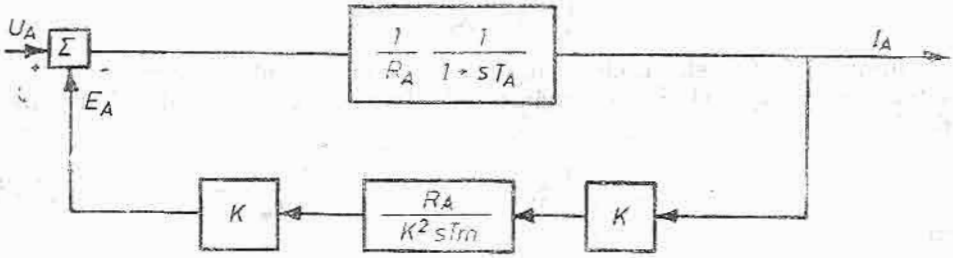


Fig. 2.16. Schema bloc a motorului de curent continuu cu excitaţie independentă considerînd mărime de intrare tensiunea de alimentare şi mărime de ieşire curentul din indus.

Concomitent cu reglarea de viteză, instalaţiile de acţionări electrice reglabile asigură limitarea curentului rotoric la pornire şi frînare, astfel încît prezintă interes deosebit funcţia de transfer în raport cu curentul principal.

Considerînd drept mărime de ieşire curentul principal, iar ca mărime de intrare tensiunea de alimentare, se obţine schema bloc indicată în figura 2.16, căreia îi corespunde funcţia de transfer:

$$Y_I(s) = \frac{I(s)}{U(s)} = \frac{1}{R_A}\,\frac{sT_m}{T_m T_A s^2 + T_m s + 1}. \tag{2.41}$$

Pentru cazurile în care $T_m \gg T_A$ se poate opera cu funcţia de transfer simplificată:

$$Y_I(s) = \frac{1}{R_A}\,\frac{1}{T_m s + 1}. \tag{2.42}$$

Funcţia de transfer în raport cu perturbaţia M_R se obţine considerînd $U_A = 0$. Mărimea de ieşire este tot viteza de rotaţie a motorului, iar mărimea de intrare este perturbaţia M_R.

Schema bloc corespunzătoare acestei situaţii este indicată în figura 2.17.

Aplicînd algebra schemelor bloc, se obţine succesiv:

$$Y_{dM}(s) = \frac{-R_A}{K^2}\,\frac{1}{sT_m}$$

$$Y_{rM}(s) = \frac{K^2}{R_A}\,\frac{1}{1 + sT_m}$$

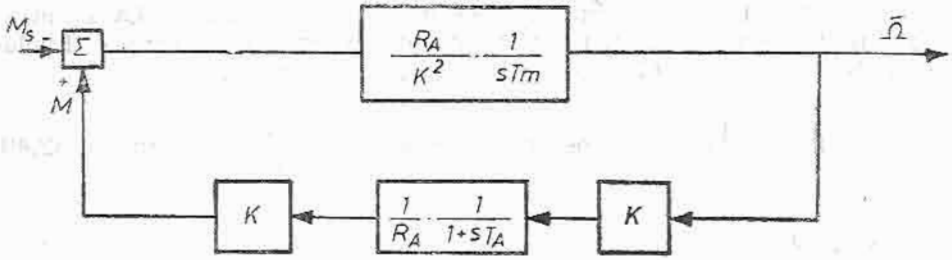


Fig. 2.17. Schema bloc a motorului de curent continuu cu excitaţie independentă considerînd mărime de intrare perturbaţia M_R şi mărime de ieşire viteza motorului.

şi deci funcţia de transfer în raport cu perturbaţia M_R devine:

$$Y_{\Omega M_R}(s) = -\frac{R_A}{K^2} \frac{1 + sT_A}{T_m T_A s^2 + T_m s + 1}. \tag{2.43}$$

Considerînd mărime de ieşire curentul din indus şi mărime de intrare sarcina motorului, se obţine, în mod similar, funcţia de transfer a curentului în raport cu cuplul de sarcină:

$$Y_{IM_R}(s) = \frac{1}{K} \frac{1}{T_m T_A s^2 + T_m s + 1}. \tag{2.44}$$

Funcţiile de transfer (2.36) şi (2.43) conduc la transformatele Laplace ale vitezei de rotaţie, în raport cu tensiunea de alimentare:

$$\Omega_U(s) = \frac{1}{K} \frac{1}{T_m T_A s^2 + T_m s + 1} U_A(s) \tag{2.45}$$

şi în raport cu cuplul de sarcină

$$\Omega_{M_R}(s) = -\frac{R_A}{K^2} \frac{1 + sT_A}{T_m T_A s^2 + T_m s + 1} M_R(s). \tag{2.46}$$

Transformata Laplace a vitezei se obţine însumînd Ω_U şi Ω_{M_R} din care rezultă:

$$\Omega(s) = \frac{1}{K} \frac{1}{T_m T_A s^2 + T_m s + 1} \left[U_A(s) - \frac{R_A}{K} (1 + sT_A) M_s(s) \right]. \tag{2.47}$$

Pentru curentul din indus se obţine transformata Laplace:

$$I_A(s) = \frac{\frac{1}{R_A} sT_m U_A(s) + \frac{1}{K} M_R(s)}{T_m T_A s^2 + T_m s + 1}. \tag{2.48}$$

Examinarea numitorului funcţiilor de transfer permite stabilirea comportării în regim dinamic a vitezei şi curentului la o variaţie în treaptă a tensiunii de alimentare, respectiv a sarcinii. Răspunsul tranzitoriu în acest caz este aperiodic sau oscilant, după cum discriminantul funcţiei de transfer este pozitiv sau negativ.

Pentru $T_m < 4T_A$, variaţia în regim tranzitoriu are un caracter oscilant; pentru $T_m \geqslant 4T_A$, caracterul regimului tranzitoriu este aperiodic.

Motoarele de curent continuu cu excitaţie independentă de construcţie normală au, de regulă, $T_m < 4T_A$.

În aceste situații, prezintă interes oscilațiile curentului. La pornirea prin conectare directă la rețea (fără reostat de pornire), transformata Laplace (2.48) conduce la soluția, exprimată în unități relative:

$$i_A(t) = i_s \left[1 - e^{-\frac{\omega t}{\tau}}\left(\cos \omega t + \frac{1}{\tau} \sin \omega t\right)\right] + 2 \frac{u_A}{r_A \tau} \cdot e^{-\frac{\omega t}{\tau}} \sin \omega t, \quad (2.49)$$

unde s-a notat

$$\xi = \frac{1}{2T_A}; \ \omega = \xi \sqrt{\frac{4T_A}{T_m} - 1}; \ \tau = \frac{\omega}{\xi} = \sqrt{\frac{4T_A}{T_m} - 1};$$

$r_A = \frac{R_A}{U_N} I_N$ și i_s curentul de sarcină.

În condițiile funcționării motorului la sarcina m_s, pentru un șoc de sarcină Δm_s, tensiune de alimentare constantă, variația curentului este dată de

$$i_A(t) = \Delta m_s \left[1 - e^{-\frac{\omega t}{\tau}}\left(\cos \omega t + \frac{1}{\tau} \sin \omega t\right)\right] \quad (2.50)$$

și are valoarea maximă, corespunzătoare valorii $\omega t = \pi$.

$$i_{A_{max}} = \Delta m_s \left(1 - e^{-\frac{\pi}{\tau}}\right) \leqslant 2\Delta m_s.$$

Se constată că variația curentului este cel mult de două ori mai mare decît șocul de sarcină.

Cu totul alta este situația în cazul funcționării motorului la o sarcină constantă în condițiile unor variații ale tensiunii de alimentare.

Variația curentului este dată în acest caz de expresia:

$$i_A(t) = \frac{2\Delta U_A}{r_A \tau} e^{-\frac{\omega t}{\tau}} \sin \omega t + i_s,$$

avînd valoarea maximă pentru $\omega t = \operatorname{arctg} \tau$:

$$i_{A_{max}} = \frac{\Delta u_A}{r_A} \sqrt{\frac{T_m}{T_A}} \, e^{-\frac{1}{\tau} \operatorname{arctg} \tau} + i_s.$$

Această relație scoate în evidență valorile excesive pe care le poate lua curentul la variația tensiunii de alimentare, justificînd necesitatea limitării curentului, prin reglare automată, în cazul alimentării motorului de la surse de tensiune variabilă.

Într-adevăr, în absența unui regulator de curent, care să limiteze curentul din indus la cel mult $(2 - 3)I_N$, pentru $r_A = 0{,}1$ (valoare uzuală); $\Delta U_A = 1$ (conectare directă la tensiunea nominală) și valori ale raportului $\frac{T_m}{T_A}$ cuprinse, de exemplu, între 1 și 4, curentul maxim are valorile excesive de $i_{max} = i_s + 5{,}46$ și $i_{max} = i_s + 7{,}35$, deci, la sarcină nominală, vîrfurile de curent ating valorile 6,46 I_N și, respectiv, 8,35 I_N.

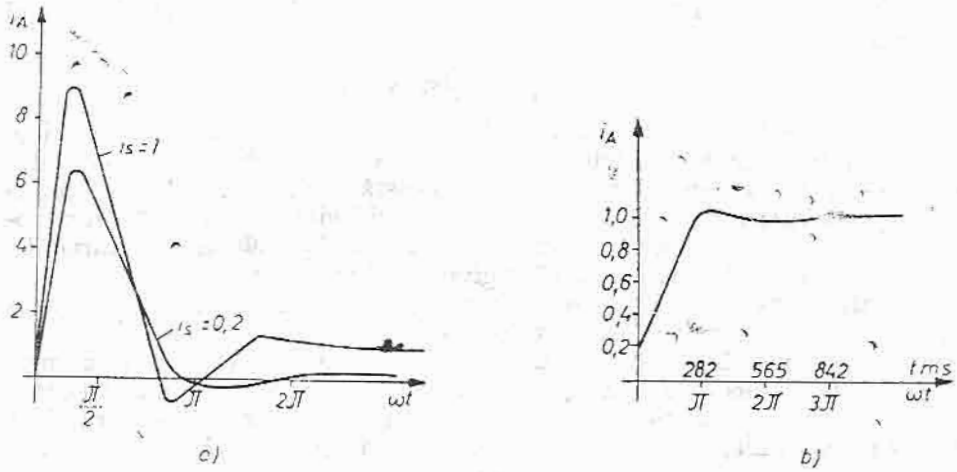


Fig. 2.18. Variația curentului de pornire prin conectare directă la rețea (*a*) și la un șoc de sarcină (*b*).

A.2.5. Pentru un motor de curent continuu, cu excitație independentă, caracterizat prin $\tau = 1$, adică $T_A/T_m = 0,5$, $r_A = 0,1$ (valoare uzuală) să se studieze variația curentului din indus în condițiile pornirii prin cuplare directă la tensiunea nominală, pornirea avînd loc la cuplul de sarcină $m_s = 0,2$. De asemenea, să se studieze variația curentului pentru un șoc de sarcină de la $m_s = 0,2$ la $m_s = 1$.

Rezolvare

Cu datele problemei, curentul dat de (2.49) devine:

$$i_A(t) = 0,2\left[1 - e^{-\frac{\omega t}{1}}(\cos\omega t + \sin\omega t)\right] + \frac{2}{r_A}\, e^{-\frac{\omega t}{1}} \sin\omega t.$$

Valorile extreme corespund pentru

$$\omega t = \operatorname{arctg}\frac{-2\Delta u_A \tau}{r_A i_s(1+\tau^2) - 2\Delta u_A} = \operatorname{arctg}\frac{-2\cdot 1\cdot 1}{0,1\cdot 0,2(1+1) - 2.1} = 0,795 + K\pi.$$

Introducînd aceste valori ($K = 0, 1, 2$) se obțin valorile extreme 6,52; — 0,073; 0,212, curba de variație a curentului la pornire fiind indicată în figura 2.18. Pentru comparație, este indicată și variația curentului la pornire, la sarcină nominală.

La șocul de sarcină Δm_s, variația curentului este:

$$i_A(t) = i_{sin} + \Delta m_s\left[1 - e^{-\frac{\omega t}{\tau}}\left(\cos\omega t + \frac{1}{\tau}\sin\omega t\right)\right],$$

avînd valorile extreme pentru $\omega t = K\pi$ cu $K = 1, 2, 3 \ldots$

Cu datele problemei, rezultă:

$$i_A(t) = 0,2 + 0,8[1 - e^{-\omega t}(\cos\omega t + \sin\omega t)]$$

cu valorile extreme $i_A(\pi) = 1,034$; $i_A(2\pi) = 0,998$ și $i_A(3\pi) = 1,00$.

Variația curentului este indicată în figura 2.18, *b*.

2.1.4.2. *Funcția de transfer a motorului de curent continuu, cu excitație independentă la variația tensiunii de excitație.* Se presupune tensiunea de

alimentare U_A constantă şi $M_s = 0$. Ecuaţia mişcării se scrie ca şi în cazul precedent

$$k\Phi I_A(s) = Js\Omega(s).$$

Spre deosebire însă de cazul studiat anterior, fluxul Φ este o mărime variabilă. În regim tranzitoriu, curentul I_A, ce trece prin înfăşurarea indusului, este, de asemenea, variabil. Din această cauză, chiar dacă se consideră caracteristica de magnetizare a motorului liniară, ecuaţiile de funcţionare sînt neliniare, datorită produsului mărimilor I_A şi Φ, ambele variabile.

Ţinîndu-se seama de faptul că regimul de lucru al motorului este legat de variaţii foarte mici ale vitezei de rotaţie, deci ale fluxului şi ale curentului de excitaţie, sistemul se poate liniariza.

Se presupune că în regim permanent, fluxul a avut valoarea Φ_0, curentul ce trece prin indus, valoarea I_0, iar viteza de rotaţie a motorului, valoarea Ω_0. Tensiunea de excitaţie U_e s-a modificat cu ΔU_e datorită cărui fapt şi fluxul Φ_0 cu $\Delta\Phi$, iar curentul din circuitul principal cu ΔI. Ecuaţia echilibrului mecanic se scrie, în acest caz:

$$Js(\Omega_0 + \Delta\Omega) = k(\Phi_0 + \Delta\Phi)(I_0 + \Delta I)$$

sau

$$Js\Omega_0 + Js\Delta\Omega = k\Phi_0 I_0 + k\Phi_0\Delta I + k\Delta\Phi I_0 + k \cdot \Delta\Phi \cdot \Delta I.$$

Ţinînd seama că $k\Phi_0 I_0$ este cuplul ce acoperă pierderile în regim permanent şi neglijînd termenul de ordinul al II-lea $\Delta\Phi \cdot \Delta I = 0$, se obţine ecuaţia:

$$Js\Delta\Omega = k\Phi_0\Delta I + kI_0\Delta\Phi.$$

Interesează expresiile pentru ΔI şi $\Delta\Phi$.

Ecuaţiile echilibrului electric din circuitul indusului se scriu:

$$U_0 = E_0 + \Delta E + R_A I_0 + R_A(1 + sT_A)\Delta I$$

$$U_0 = E_0 + R_A I_0$$

deci:

$$\Delta I = -\frac{\Delta E}{L_A s + R_A}.$$

Pe de altă parte, variaţia ΔE a tensiunii contraelectromotoare este:

$$\Delta E = k\Phi_0\Delta\Omega + k\Omega_0\Delta\Phi.$$

Rezultă deci că variaţia curentului principal se poate determina prin relaţia:

$$I = \frac{k\Phi_0\Delta\Omega + k\Omega_0\Delta\Phi}{L_A s + R_A}.$$

Variaţia fluxului de excitaţie de la valoarea Φ_0 la valoarea $\Phi_0 + \Delta\Phi$ are loc datorită variaţiei tensiunii de alimentare a circuitului de excitaţie de la U_e la $U_e + \Delta U_e$.

Cum însă

$$\Delta U_e = R_e\Delta i_e + L_e s\Delta i_e$$

$\Delta\Phi$ va avea expresia:

$$\Delta\Phi = C\Delta i_e = \frac{C\,U_e}{L_e s + R_e},$$

unde C este un coeficient constant, care depinde de construcția mașinii și de punctul de funcționare de pe caracteristica de magnetizare, iar R_e rezistența activă a înfășurării de excitație.

Înlocuind valorile ΔI și $\Delta\Phi$ se obține:

$$[s(L_A s + R_A)(L_e s + R_e) + k^2\Phi_0^2(L_e s + R_e)]\Delta\Omega(s) = \\ = [kI_0C(L_A s + R_A) - k^2\Phi_0\Omega_0 C]U_e(s).$$

Utilizînd relațiile uzuale, după unele simplificări, se obține:

$$(T_e s + 1)(T_{m_0}T_A s^2 + T_{m_0}s + 1)\Delta\Omega(s) = \\ = k(T_A s + 1)\Delta U_e(s) - \frac{C\Omega_0}{\Phi_0 R}\Delta U_e(s)$$

de unde funcția de transfer:

$$Y_0(s) = \frac{\Delta\Omega(s)}{\Delta U_e(s)} = \frac{K(T_A s + 1) - \dfrac{C\Omega_0}{\Phi_0 R_e}}{(T_{m_0}T_A s^2 + T_{m_0}s + 1)(T_e s + 1)}, \tag{2.51}$$

unde:

$$T_{m_0} = \frac{J \cdot R_A}{k^2\Phi_0^2}$$

este constanta electromecanică de timp, corespunzătoare fluxului inițial Φ_0, iar

$$K = \frac{CI_0R_A}{k^2\Phi_0^2}.$$

2.1.4.3. *Procese tranzitorii la pornirea motoarelor de curent continuu cu excitație independentă.* Pentru a se putea regla anclanșarea și declanșarea releelor din schemele de comandă a pornirii, frînării și reversării motoarelor este necesar să fie cunoscută variația în timp a principalelor mărimi fizice, care caracterizează motorul de acționare, cum ar fi curentul principal, cuplul, viteza de rotație, accelerația etc. În acest paragraf, în studiul proceselor tranzitorii se ține seama, în primul rînd, de fenomenele inerțiale electromecanice care au loc în mașina electrică, consecință a variației energiei cinetice a maselor în mișcare, neglijîndu-se inerțiile electromagnetice, care fac obiectul regimurilor dinamice ale acționărilor electrice reglabile.

Forma curbelor la pornirea cu rezistențe nu este mult afectată de neglijarea inductivității L, deoarece, de obicei, constanta T_A este sensibil mai mică decît constanta electromecanică de timp T_{mx}, corespunzătoare treptei x de pornire.

Ecuațiile care caracterizează funcționarea motorului de curent continuu cu excitație independentă, în aceste condiții, sînt date de (2.7) și (1.18), care pot fi scrise și astfel:

$$K\Omega_0 - K\Omega = I_A(R_x + R_A) \tag{2.52}$$

$$KI_A - KI_R = J\frac{d\Omega}{dt}. \tag{2.53}$$

Eliminînd curentul I_A între aceste două ecuaţii se obţine:

$$T_{mx} \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = \Omega_0 - \Delta\Omega_{Rx}, \tag{2.54}$$

unde T_{mx} este constanta electromecanică de timp şi are expresia:

$$T_{mx} = \frac{J}{K^2} (R_x + R_A) \tag{2.55}$$

iar $\Delta\Omega_{Rx} = \frac{R_x + R_A}{K} I_R$ reprezintă căderea de viteză de la viteza de mers în gol, la viteza corespunzătoare sarcinii M_R.

Soluţia ecuaţiei diferenţiale (2.54) este:

$$\Omega = C_1 e^{-\frac{t}{T_{mx}}} + \Omega_0 - \Delta\Omega_R \tag{2.56}$$

Constanta de integrare se determină din condiţiile iniţiale: la $t = 0$, corespunde $\Omega = \Omega_{in}$; rezultă:

$$\Omega = \Omega_0 - \Delta\Omega_R + [\Omega_{in} - (\Omega_0 - \Delta\Omega_R)] e^{-\frac{t}{T_{mx}}}. \tag{2.57}$$

Variaţia în regim tranzitoriu a cuplului şi curentului se obţine din (2.53), calculînd în prealabil $\frac{d\Omega}{dt}$ din (2.56):

$$M = -\frac{C_2}{R_x + R_A} K e^{-\frac{t}{T_{mx}}} + I_R,$$

Determinînd constanta de integrare C_2 din condiţiile iniţiale (la $t = 0$, $I = I_{in}$) se obţine:

$$I = I_R + (I_{in} - I_R) e^{-\frac{t}{T_{mx}}} \tag{2.58}$$

respectiv:

$$M = M_R + (M_{in} - M_R) e^{-\frac{t}{T_{mx}}}. \tag{2.59}$$

Relaţiile (2.57), (2.58) şi (2.59) stau la baza studiului proceselor tranzitorii la pornirea, frînarea şi reversarea motoarelor de curent continuu cu excitaţie independentă.

Pentru pornirea reostatică, relaţiile trebuiesc utilizate calculînd pentru fiecare treaptă valoarea constantei electromecanice de timp (care depinde de rezistenţa din circuitul indusului) şi valorile vitezelor iniţiale

$$\Omega_{inx} = \Omega_0 - \frac{1}{K^2} (R_x + R_A) M_{max}.$$

Timpul de pornire pe fiecare treaptă rezultă din (2.59), punînd condiţia: la $t = t_{px}$, $M = M_{min}$, rezultînd:

$$t_{px} = T_{mx} \ln \frac{M_{max} - M_R}{M_{min} - M_R} \tag{2.60}$$

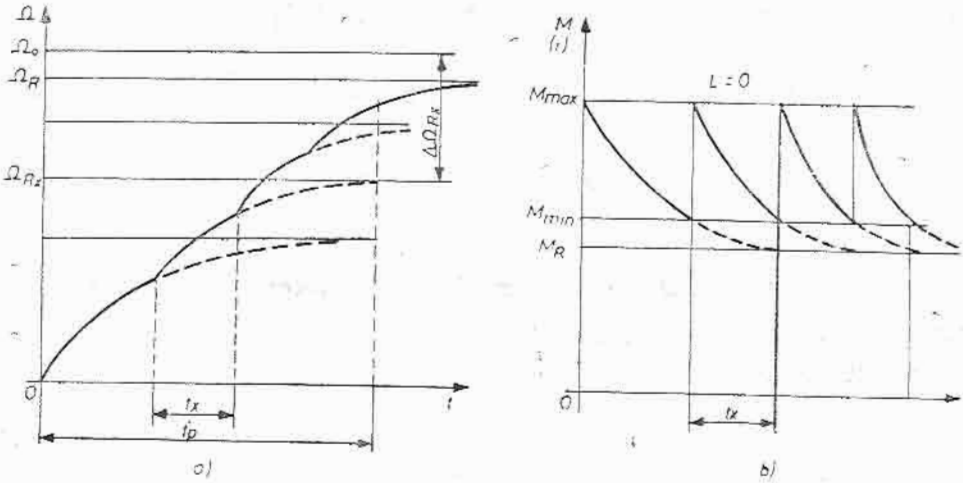


Fig. 2.19. Variația vitezei (*a*) și a cuplului (*b*) la pornirea reostatică.

cu

$$T_{mx} = \frac{J(R_x + R_A)}{K^2} = J\frac{\Omega_0}{M_N}(r_x + r_A)$$

Timpul total de pornire se obține din însumarea timpilor intermediari, sumă la care se adaugă timpul de accelerare pe caracteristica mecanică naturală de la M_{max} la $1{,}05M_R$ (se presupune că procesul tranzitoriu este încheiat cînd viteza a atins 95% din viteza de regim staționar):

$$t_p = \sum_{x=1}^{n} T_{mx} \ln \frac{M_{max} - M_R}{M_{min} - M_R} + t_{pn}, \tag{2.61}$$

unde

$$t_{pn} = \frac{J}{K^2} R_A \ln \frac{M_{max} - M_R}{0{,}05\, M_R}. \qquad)2.62)$$

Ținînd seama de (2.55) și de faptul că rezistențele treptelor reostatului de pornire sînt în progresie geometrică cu rația $\delta = \frac{M_{max}}{M_{min}}$, timpul total de pornire dat de (2.61) poate fi calculat mai comod cu relația:

$$t_p = \frac{J}{K^2} R_A \left[\frac{\delta^{n+1} - 1}{\delta - 1} \ln \frac{M_{max} - M_R}{M_{min} - M_R} + \ln \frac{M_{max} - M_R}{0{,}05\, M_R}\right]. \tag{2.63}$$

În figura 2.19, *a* și *b* sînt indicate variațiile vitezei, respectiv ale cuplului la o pornire reostatică în trei trepte.

2.1.4.4. *Procese tranzitorii la frînarea contracurent.* Ecuațiile care caracterizează sistemul de acționare la frînarea contracurent, realizată prin schimbarea polarității pe indus, devin:

$$-K\Omega_0 - K\Omega = I_A(R_{fe} + R_A) \tag{2.64}$$

$$M_f - M_R = J\frac{d\Omega}{} \tag{2.65}$$

urmărind același procedeu se obțin, în final, soluțiile:

$$\Omega = -(\Omega_0 + \Delta\Omega_{R_{fc}}) + (\Omega_{in} + \Omega_0 + \Delta\Omega_{R_{fc}})\, e^{-\frac{t}{T_{mf}}} \tag{2.66}$$

$$M_f = M_R + (M_{f_{in}} - M_R)\, e^{-\frac{t}{T_{mf}}},$$

unde

$\Delta\Omega_{R_{fc}} = \frac{R_{fc} + R_A}{K^2} M_R$; Ω_{in} este viteza de la care începe frînarea, iar M_{fin}, cuplul inițial de frînare impus.

Timpul de frînare se obține, scriind că la $t = t_{fc}$, $M = M_{f0} = -\frac{KU_N}{R_A + R_{fc}}$:

$$t_{fc} = T_{mf} \ln \frac{M_{fin} - M_R}{M_{f0} - M_R}. \tag{2.68}$$

În figura 2.20, *a* și *b* sînt indicate variațiile vitezei, respectiv a cuplului, la frînarea contracurent.

2.1.4.5. *Procese tranzitorii la frînarea dinamică.* Pentru $U = 0$ (indusul este deconectat de la rețea) ecuațiile (2.55) și (2.56) conduc la soluțiile:

$$\Omega = -\Delta\Omega_{R_{fd}} + (\Omega_{in} + \Delta\Omega_{R_{fd}})\, e^{-\frac{t}{T_{mf}}} \tag{2.69}$$

$$M_f = M_R + (M_{fin} - M_R)\, e^{-\frac{t}{T_{mf}}}, \tag{2.70}$$

unde $\Delta\Omega_{R_{fd}} = \frac{R_{fd} + R_A}{K^2} M_R$; Ω_{in} viteza de la care începe frînarea și M_{in} cuplul de frînare inițial impus. Timpul de frînare dinamică se obține din condițiile finale: la $t = t_f$, $M_f = 0$.

$$t_{fd} = T_{mf} \ln \frac{M_{in} - M_R}{-M_R}.$$

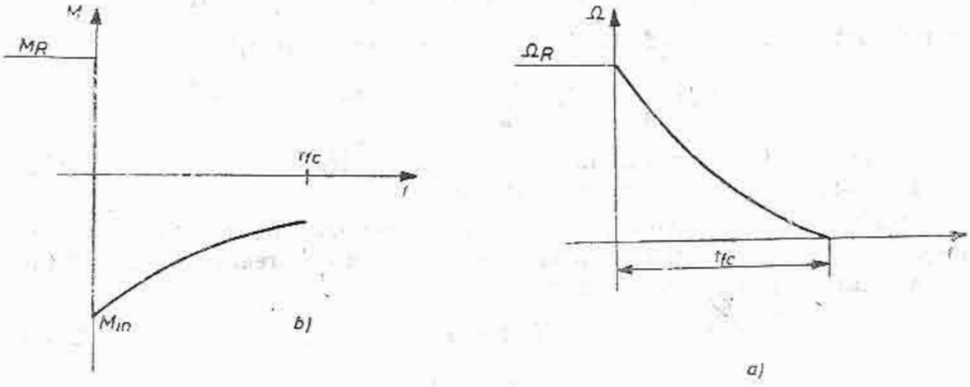


Fig. 2.20. Variația vitezei (*a*) și a cuplului (*b*) la frînarea contracurent.

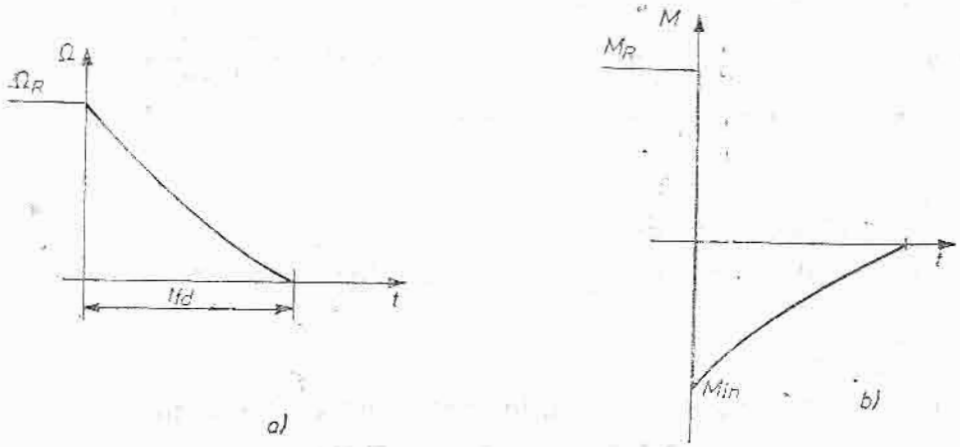


Fig. 2.21. Variația vitezei (*a*) și cuplului (*b*) la frînarea dinamică.

În figura 2.21, *a* și *b* sînt indicate variațiile vitezei și cuplului la frînarea dinamică.

A.2.6. Comanda pornirii reostatice a motorului, din aplicația A.2.2. se face în funcție de timp, după schema din figura 2.6. Să se calculeze temporizările releelor de timp, cunoscînd momentul de inerție raportat la arborele motorului $J = 0{,}175$ Kgm². Sarcina motorului are valoarea $M_S = 0{,}9\ M_N$.

Soluție

Rezistența de pornire, avînd patru trepte, sînt necesare tot atîtea relee de timp ale căror temporizări se calculează cu relația (2.60):

$$t_{p_1} = J\frac{\Omega_0}{M_N}(r_p + r_A)\ln\frac{m_{max} - m_R}{m_{min} - m_R} = 0{,}175\,\frac{347{,}88}{19{,}61}\cdot\frac{3{,}5 + 0{,}688}{220/31}\ln\frac{1{,}8 - 0{,}9}{1{,}145 - 0{,}9} = 2{,}38\ \text{s};$$

$$t_{p_2} = 1{,}53\ \text{s};\ t_{p_3} = 0{,}73\ \text{s};\ \text{și}\ t_{p_4} = 0{,}62\ \text{s}.$$

Timpul de accelerare pe caracteristica naturală este:

$$t_n = J\frac{\Omega_0}{M_N}r_A\ \ln\frac{m_{max} - m_R}{0{,}05\cdot m_R} = 0{,}175\ \frac{347{,}88}{19{,}61}\ 0{,}097\ \ln\frac{0{,}9}{0{,}05\cdot 0{,}9} = 0{,}9\ \text{s}.$$

Se aleg releele de timp tip R 13T din fabricația curentă.

A.2.7. Motorul din aplicația A.2.1 este frînat contracurent, cuplul inițial de frînare fiind $M_f = -M_N$, sarcina motorului $M_R = 0{,}9\ M_N$. Să se calculeze timpul de frînare contracurent, cunoscînd momentul de inerție $J_{rap} = 15$ Kg m^2.

Soluție

În unități relative, viteza de rotație la sarcina $0{,}9\ M_N$ este $\nu_R = 1 - 0{,}045\cdot 0{,}9 = 0{,}9595$ și deci, rezistența de frînare contracurent are valoarea

$$r_f = -\frac{1 + \nu_R}{m_f} - r_A = \frac{1 + 0{,}9595}{1} - 0{,}045 = 1{,}91$$

iar

$$m_0 = -\frac{1}{r_A + r_f} = -\frac{1}{1{,}9595} = -0{,}51.$$

Rezultă timpul de frînare contracurent

$$t_f = J\frac{\Omega_0}{M_N}(r_A + r_f)\ln\frac{m_f - m_R}{m_0 - m_R} = 15 \cdot 1{,}9595\ \frac{54{,}86}{2203{,}3}\ln\frac{-1-0{,}9}{-0{,}51-0{,}9} = 0{,}22\ \text{s}.$$

Dacă frînarea s-ar fi făcut dinamic pe rezistența de frînare:

$$r_f = \frac{\nu_R}{m_f} - r_R = \frac{0{,}9595}{1} - 0{,}045 = 0{,}91$$

ar fi rezultat timpul de frînare

$$t_f = J\frac{\Omega_0}{M_N}(r_A + r_f)\ln\frac{m_f - m_R}{-m_R} = 15 \cdot 0{,}9595\frac{54{,}86}{2203{,}3}\ln\frac{-1-0{,}9}{-0{,}9} = 0{,}25\ \text{s}.$$

2.2. Acționări cu mașini de curent continuu cu excitație în serie și mixtă

2.2.1. Caracteristici mecanice

Schema mașinii electrice de c.c. cu excitație în serie este arătată în figura 2.22, în care s-au păstrat aceleași notații ca în figura 2.1., cu următoarele observații: bornele înfășurării de excitație s-au notat cu D_1D_2, iar rezistența sa R_e se consideră inclusă în rezistența indusului. Datorită saturării înfășurării de excitație care, în cazul acestui motor, este străbătută de curentul principal, pentru motorul serie nu este posibil calculul analitic al caracteristicilor mecanice. Acestea sînt date în cataloage, pentru fiecare serie de motoare, sub forma caracteristicilor universale, care indică dependența dintre viteza de rotație ($\nu = \Omega/\Omega_N$) și cuplul motorului în funcție de curentul de sarcină, în unități relative (fig. 2.23).

Expresia caracteristicii mecanice este

$$\Omega = \frac{U}{k\Phi} - \frac{Rr_A}{k\Phi} \tag{2.72}$$

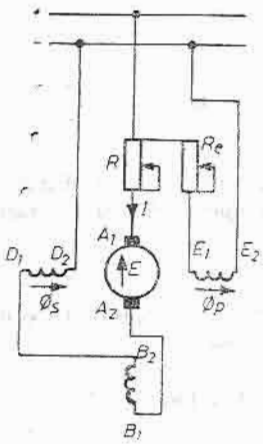


Fig. 2.22. Schema electrică a mașinii de c.c. cu excitație în serie.

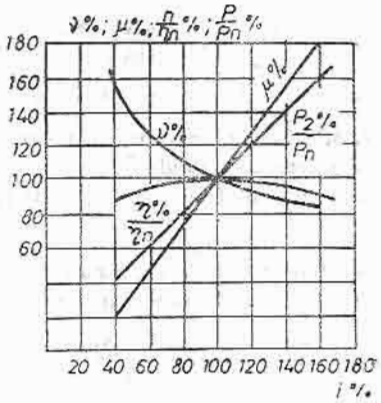


Fig. 2.23. Caracteristicile mecanice universale ale mașinii de c.c. cu excitație în serie.

sau în funcţie de cuplu

$$\Omega = \frac{U}{k\Phi} - \frac{RM_A}{k^2\Phi^2}, \tag{2.73}$$

unde R este rezistenţa din circuitul indusului ($R = R_A + R_s$), iar Φ depinde neliniar de I_A.

Din relaţia (2.72) se observă că pentru maşina de c.c., cu excitaţie în serie, nu este permisă funcţionarea în gol, deoarece la $I_A = 0$, viteza devine practic inadmisibil de mare.

Caracteristica mecanică este „moale", adică la sarcini mici corespund viteze mari, iar la sarcini mari corespund viteze mici. Acest fapt este avantajos pentru tracţiunea electrică şi la acţionarea unor utilaje de ridicat şi transportat, unde se utilizează maşini electrice de acţionare cu caracteristică mecanică de tip serie. Deoarece caracteristica mecanică are o formă apropiată de a unei hiperbole echilatere, puterea rămînînd deci aproximativ constantă, se spune că maşina de c.c. cu excitaţie în serie este autoregulatoare de viteză şi de putere.

Comportare intermediară are maşina de c.c. cu excitaţie mixtă.

Schema electrică a maşinii de curent continuu cu excitaţie mixtă este reprezentată în figura 2.24. Existenţa celor două înfăşurări de excitaţie, D_1D_2 în serie şi E_1E_2 în derivaţie cu indusul, face ca maşina de c.c. cu excitaţie mixtă să aibă proprietăţi şi caracteristici (fig. 2.25) intermediare (curba *1*) între ale maşinii cu excitaţie în serie (curba *2*) şi ale maşinii cu excitaţie în derivaţie (curba *3*). Conexiunea poate să fie astfel făcută, încît fluxurile celor două înfăşurări de excitaţie să se adune sau să se scadă. De obicei, în acţionările electrice se utilizează maşini de c.c. cu excitaţie mixtă cu fluxuri adiţionale.

Maşinile de c.c. cu excitaţie mixtă se construiesc cu circuit magnetic relativ saturat. De aceea, caracteristicile mecanice nu se pot exprima destul de exact şi simplu prin relaţii analitice, ci se dau sub formă grafică, sub forma caracteristicilor universale, ca şi la maşina cu excitaţie în serie.

În baza caracteristicilor universale, se pot construi caracteristicile mecanice în unităţi absolute, unitatea de bază pentru viteza de rotaţie fiind viteza nominală. Pentru aceasta, valorile măsurate pe caracteristica universală trebuiesc înmulţite cu valorile nominale ale mărimilor respective.

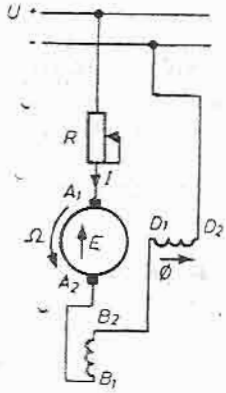


Fig. 2.24. Schema electrică a maşinii de c.c. cu excitaţie mixtă.

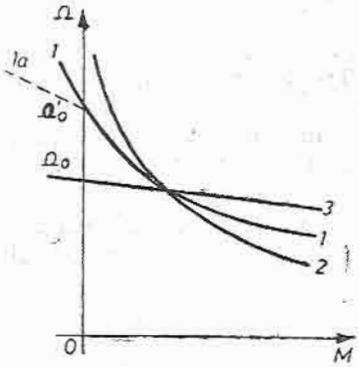


Fig. 2.25. Caracteristicile mecanice ale motoarelor cu excitaţie mixtă.

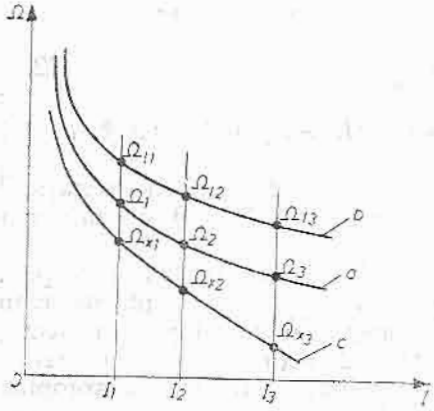


Fig. 2.26. Construirea caracteristicilor mecanice limită.

Caracteristicile reostatice ale motorului serie se construiesc cu ajutorul caracteristicii mecanice limită, care este caracteristica mecanică fictivă corespunzătoare unei rezistenţe nule din circuitul indusului:

$$\Omega_l = \frac{U}{k\Phi}. \qquad (2.74)$$

Caracteristica mecanică a motorului serie se poate deci exprima în funcţie de caracteristica limită, prin relaţia:

$$\Omega = \Omega_l \left(1 - \frac{RI_A}{U}\right). \qquad (2.75)$$

Această relaţie indică, totodată, şi metoda de construire a caracteristicilor mecanice reostatice.

Se construieşte mai întîi caracteristica mecanică naturală în baza caracteristicilor universale; se trasează apoi, prin puncte caracteristica limită, pentru diferiţi curenţi I_1, I_2, I_3, etc. (fig. 2.26), folosind relaţia (2.75) pusă sub forma:

$$\Omega_l = \frac{\Omega}{1 - \frac{RI_A}{U}}.$$

Pentru a construi o caracteristică reostatică de rezistenţă totală R_x dată, se calculează succesiv.

$$\Omega_{xk} = \Omega_{lk} \left(1 - \frac{R_x I_k}{U}\right).$$

2.2.2. Pornirea reostatică

Caracteristicile mecanice reostatice sînt utilizate pentru pornirea motorului. Treptele rezistenţei de pornire pot fi calculate pe cale grafică. Pentru aceasta, într-un sistem de axe de coordonate (Ω, I) se construiesc caracteristicile mecanice reostatice de pornire şi într-altul (Ω, R) se construiesc dreptele $\Omega = f(R)$ pentru curenţii maximi şi minimi între care variază curentul la pornire.

Construcţia constă în următoarele (fig. 2.27).

Se aleg valorile maxime şi minime pentru curent la pornire:

$$I_{max} \leqslant \lambda_I I_N;$$

$$I_{min} = (1{,}05 - 1{,}2) I_N.$$

Se trasează dreptele $\Omega = f(R)$ pentru aceste două valori ale curenţilor prin punctele AB şi $A'B'$.

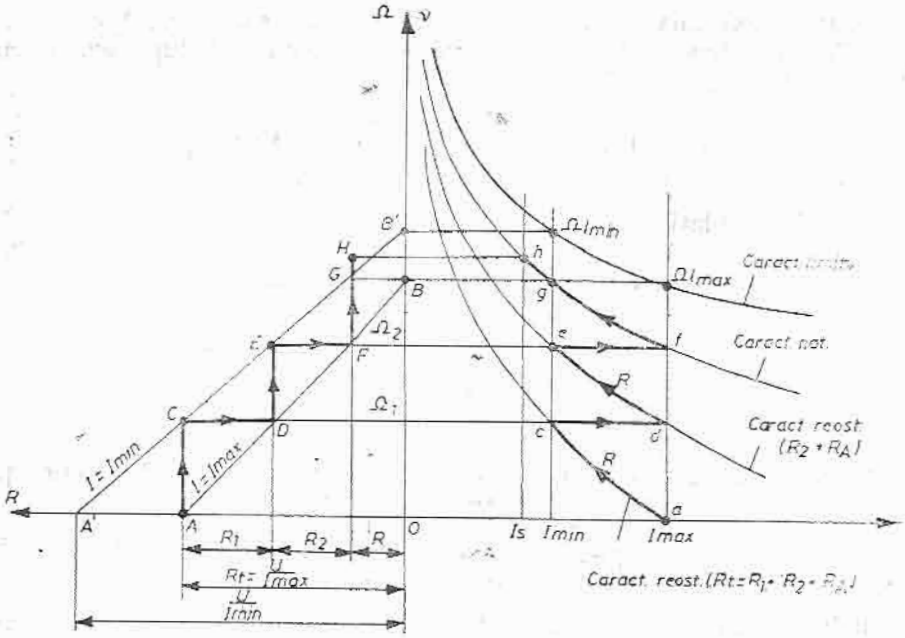


Fig. 2.27. Construirea caracteristicilor mecanice la pornirea reostatică a motoarelor de curent continuu cu excitaţie serie.

Punctul A se află la distanţa $\frac{U}{I_{max}}$ de origine (la pornire $\Omega = 0$), iar punctul A' la $\frac{U}{I_{min}}$. Punctele B şi B' sînt proiecţiile pe axa ordonatelor ale punctelor de intersecţie ale caracteristicii mecanice limită cu curenţii I_{max}, respectiv I_{min}.

Deoarece în intervalul de turaţie $(0 - \Omega_1)$ rezistenţa din circuitul indusului nu se schimbă, din punctul A se ridică o perpendiculară pînă la intersecţia cu dreapta $\Omega = f(R)$ pentru $I = I_{min}$. Acest punct (C) determină valoarea vitezei la scurtcircuitarea primei trepte a reostatului de pornire. Ducînd din acest punct o paralelă la axa absciselor pînă la intersecţia cu dreapta $\Omega = f(R)$ pentru $I = I_{max}$, adică pînă la punctul D, segmentul CD reprezintă, la scara aleasă pentru rezistenţe, valoarea primei trepte a reostatului de pornire. Se continuă, în mod analog construcţia, segmentul EF determinînd valoarea celeilalte trepte a reostatului de pornire. Ultima orizontală (în cazul fig. 2.27 dreapta Gg) trebuie să intersecteze axa ordonatelor în punctul B, în caz contrar, numărul de trepte nu este un număr întreg; în această situaţie se repetă construcţia pentru alte valori ale curenţilor limită.

Pentru construirea caracteristicilor reostatice, necesare, după cum se va vedea, la studiul proceselor tranzitorii, se poate folosi metoda expusă mai înainte. În acelaşi grafic se duc drepte suplimentare $\Omega = f(R)$ pentru diverşi curenţi intermediari I_1, I_2, determinîndu-se vitezele corespunzătoare acestor curenţi pentru fiecare treaptă în parte.

Metoda descrisă este laborioasă, legată de două-trei încercări şi introduce erori inerente oricărei construcţii grafice. În baza ei, poate fi utilizată o metodă de calcul numeric, bazată pe egalitatea vitezelor de comutare,

care poate fi exprimată pentru două caracteristici succesive. Notînd prin R_k și R_{k+1} rezistențele din circuitul indusului, înainte și după scurtcircuitarea unei trepte, se poate scrie

$$\Omega_{l\,min}\left(1 - \frac{R_k}{U} I_{min}\right) = \Omega_{l\,max}\left(1 - \frac{R_{k+1}}{U} I_{max}\right)$$

sau în unități relative

$$\nu_{l\,min}(1 - r_k\, i_{min}) = \nu_{l\,max}(1 - r_{k+1}\, i_{max}),$$

de unde

$$r_{k+1} = \frac{1}{i_{max}} - \frac{\nu_{l\,min}}{\nu_{l\,max}}\left(\frac{1}{i_{max}} - r_k \frac{i_{min}}{i_{max}}\right)$$

sau, ținînd seama că $\frac{1}{i_{max}} = r_p$ și $\frac{i_{max}}{i_{min}} = \delta$, se obține relația de recurență:

$$r_{k+1} = \frac{r_k}{\delta} \frac{\nu_{l\,min}}{\nu_{l\,max}} - r_k\left(\frac{\nu_{l\,min}}{\nu_{l\,max}} - 1\right). \tag{2.76}$$

Condiția unui calcul corect conduce la $r_{m+1} = r_A + r_s$ cu m — numărul de trepte.

A.2.3. Pentru motorul de curent continuu, cu excitație serie, avînd datele nominale: $P_N = 19\,KW$; $U_N = 220$ V; $I_N = 104$ A; $n_N = 950$ rot/min și $R_A + R_S = 0{,}158\ \Omega$, să se calculeze treptele reostatului de pornire pentru un curent de pornire de $1{,}8\,I_N$. Caracteristica mecanică este dată în primele trei linii ale tabelului 2.1.

TABELUL 2.1

Valorile în unități relative ale caracteristicilor mecanice

i	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2
ν	1,53	1,21	1,075	1	0,964	0,900	0,85	0,814	0,78
μ	0,26	0,49	0,75	1	1,27	1,54	1,82	2,10	2,39
ν_l	1,58	1,27	1,143	1,081	1,055	1,014	0,97	0,95	0,93
ν_1				0,483	0,352	0,226	0,108	0	
ν_2				0,715	0,622	0,528	0,439	0,365	
ν_3				0,884	0,818	0,748	0,679	0,630	

Soluție

În baza datelor caracteristicii mecanice universale din tabelul 2.1 se calculează caracteristica mecanică limită cu relația

$$\nu_{l_x} = \frac{\nu_x}{1 - (r_A + r_s)\, i} = \frac{\nu_x}{1 - 0{,}075\, i}$$

Rezultatele sînt indicate în același tabel 2.1.

Pentru curentul maxim la pornire $i_{max} = 1{,}8$, rezultă rezistența totală de pornire $r_p = \frac{1}{i_{max}} = \frac{1}{1{,}8} = 0{,}555$.

Pentru calculul treptelor rezistențelor de pornire se încearcă mai întîi cu $i_{min} = 1,2$ și deci $\delta = 1,5$.

Pentru $i_{max} = 1,8$ și $i_{min} = 1,2$, corespund vitezele limită $v_{l\,max} = 0,95$ și $v_{l\,min} = 1,055$ și deci relația de recurență (2.76) devine:

$$r_{k+1} = 0,740\, r_k - 0,0614$$

care conduce la valorile $r_1 = 0,555$; $r_2 = 0,349$; $r_3 = 0,197$; $r_4 = 0,0846$ și $r_5 = 0,0123$. Deoarece $r_4 > r_A + r_S = 0,075$ și $r_5 < r_A + r_S$, se reia calculul pentru $i_{min} = 1,18$. Se obține relația de recurență

$$r_{k+1} = 0,730\, r_k - 0,0631.$$

Se obțin valorile $r_1 = 0,555$; $r_2 = 0,342$; $r_3 = 0,187$ și $r_4 = 0,073 \simeq r_A + r_S = 0,075$. Calculul treptelor este corect.

Rezultă valorile treptelor reostatului de pornire:

$$R_1 = (r_1 - r_2)R_N = (0,555 - 0,342)220/104 = 0,431\Omega;\ R_2 = (r_2 - r_3)R_N =$$
$$= 0,328\ \Omega \text{ și } R_3 = (r_3 - r_4)R_N = 0,241\ \Omega.$$

Caracteristicile mecanice de pornire calculate prin relația

$$v_j = v_l(1 - r_{pj} \cdot i)$$

sînt indicate pe intervalele care prezintă interes, în același tabel 2.1.

Reprezentarea grafică a caracteristicilor reostatice de pornire se face corespunzător datelor din tabelul 2.1.

Comanda pornirii motorului de curent continuu cu excitație serie se face utilizînd principiile schemelor descrise la pornirea motoarelor de curent continuu cu excitație independentă. Deosebirile care apar se datoresc excitației care, în acest caz, este legată în serie cu indusul.

Comanda pornirii reostatice a motorului serie poate fi asigurată fie în funcție de timp, ca în figura 2.6, fie în funcție de curent, ca în figura 2.28.

Schema cuprinde, pe lîngă contactorul *c*, comandat prin butoanele de pornire, respectiv de frînare *b1*, *b2*, două contactoare *c1*, *c2* de accelerare, două relee de curent *d1* și *d2* pentru comanda contactoarelor de accelerare și două relee de timp *d3* și *d4*.

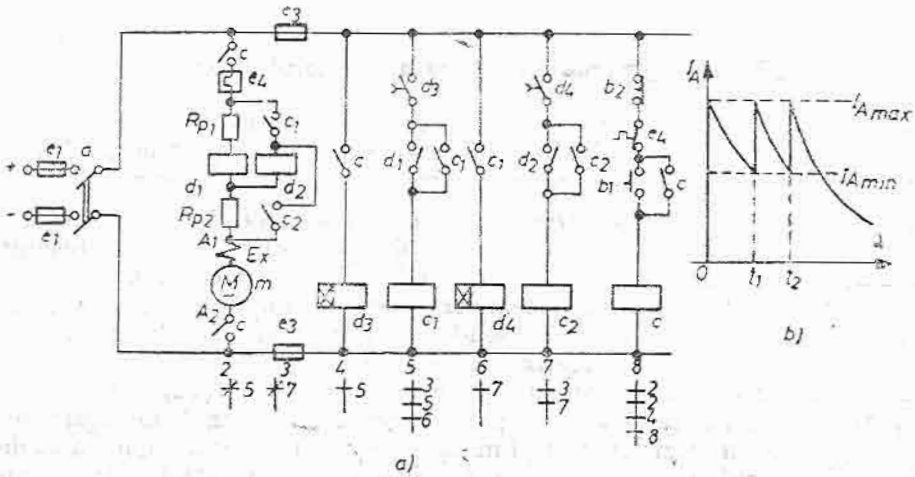


Fig. 2.28. Comanda în funcție de timp a pornirii reostatice a motorului de c.c. serie.

Prin acționarea butonului *b1*, contactorul *c* anclanșează și motorul este conectat la rețea cu toată rezistența de pornire introdusă în circuitul rotoric. Curentul prin indus crește brusc la valoarea I_{max} și parcurgînd bobina releului *d1* provoacă anclanșarea acestuia și deci deschiderea contactului său *d1* din circuitul *5*, împiedicîndu-se alimentarea bobinei contactorului de accelerare *c1*. În același timp, contactorul *c*, închizînd contactul auxiliar din circuitul *4*, permite alimentarea releului auxiliar *d3*, al cărui contact *d3* din circuitul *5* se închide temporizat. Temporizarea releului *d3* se alege ceva mai mare decît timpul propriu de acționare a releului *d1*, dar mai mică decît timpul t_1, cînd curentul în scăderea sa, atinge valoarea $I_{A_{min}}$. Cînd curentul $i_A = I_{min}$, la momentul t_1, contactul temporizat *d3* din circuitul *5* este deja închis. Lucrurile se aranjează de așa manieră încît curentul de revenire al releului *d1* este chiar I_{min} și deci, la această valoare, releul *d1* declanșează și contactul său *d1* din circuitul *5* se închide, contactorul de accelerare *c1* este alimentat, el scurtcircuitează prima treaptă de rezistență și închide și contactele auxiliare *c1* din circuitele *5* (de autoblocare) și *6* (de alimentare al celui de al doilea releu auxiliar *d4*). Curentul înregistrează un nou vîrf trecînd prin bobina releului de curent *d2*, care anclanșează, deschizînd contactul său normal închis din circuitul *7* și împiedicînd alimentarea contactorului de accelerare *c2*. Releul *d4* își închide temporizat contactul *d4* din circuitul *7* mai înainte de momentul t_2 (fig. 2.28, *b*) cînd curentul în scăderea sa atinge valoarea I_{min}. Această valoare coincide cu curentul de revenire al releului *d2*, care declanșează și contactul său *d2* revine în poziția inițială, adică se închide. Se alimentează astfel contactorul de accelerare *c2*, care scurtcircuitează și a doua treaptă de rezistență.

Deși schema prezentată folosește numai două trepte de rezistență, ea conține mult mai multe contacte și relee decît schema din figura 2.6, fiind deci mai puțin sigură în funcționare și mai scumpă. Ea are avantajul că se pot controla cu siguranță valorile I_{max} și I_{min}, indiferent de sarcină.

Releele intermediare *d3* și *d4* sînt absolut necesare. Dacă ar lipsi *d3*, atunci contactul său ar trebui înlocuit cu un contact auxiliar *c*, ceea ce ar face ca, înainte de anclanșarea releului *d1* să anclanșeze contactorul de accelerare *c1* și deci s-ar scurtcircuita prima treaptă, odată cu conectarea motorului la rețea.

2.2.3. Regimurile de frînare ale motorului serie

În acționările cu mașini de c.c. cu excitație în serie se utilizează, ca și la cele cu excitație în derivație, trei metode de frînare electrică : *frînarea cu recuperare de energie*, *frînarea reostatică* și *frînarea contracurent*.

2.2.3.1. *Frînarea cu recuperare de energie* la acționările electrice cu mașini de c.c. cu excitație în serie nu se poate aplica, folosind montajul obișnuit (fig. 2.25, curba *2*). Funcționarea mașinii nu poate trece din cadranul I în cadranul II prin mărirea vitezei Ω, pentru a obține o t.e.m. $E > U$, fiindcă odată cu creșterea vitezei, scade curentul, respectiv fluxul ; astfel, oricît ar crește viteza Ω se menține inegalitatea $U > E$.

Cea mai simplă soluție pentru realizarea frînării cu recuperare constă în legarea înfășurării de excitație separat la rețea. Apare însă dezavantajul pierderilor mari în rezistența de limitare a curentului prin înfășurarea de excitație. În cazul acționărilor cu mai multe mașini cu date identice, prin legarea în serie a înfășurărilor de excitație se poate utiliza o singură rezis-

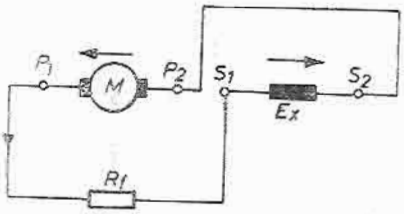


Fig. 2.29. Frînarea dinamică cu autoexcitaţie.

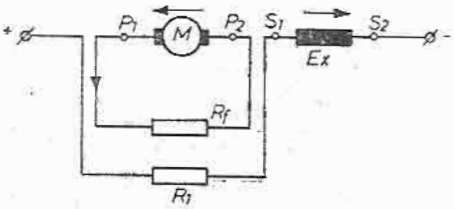


Fig. 2.30. Frînarea dinamică cu excitaţie independentă.

tenţă de limitare, fapt care constituie o îmbunătăţire sub aspect energetic. Mai economică este alimentarea înfăşurării de excitaţie de la o sursă separată de tensiune mică şi curent mare.

O metodă modernă pentru frînarea cu recuperare cu maşina de c.c. cu excitaţie în serie se obţine alimentînd indusul cu impulsuri de tensiune prin contactoare statice soluţie care va fi examinată în capitolul 3.

Prezenţa înfăşurării de excitaţie în derivaţie permite mărirea vitezei maşinii de c.c. cu excitaţie mixtă peste viteza de mers în gol ideal, Ω_0, ajungîndu-se astfel în regim de frînare cu recuperare. Curentul din rotor, schimbîndu-şi însă sensul, solenaţia excitaţiei în serie va avea o acţiune demagnetizantă şi, ca urmare, panta caracteristicii mecanice la frînarea cu recuperare este foarte mare (fig. 2.25, curba *1*). Evitarea efectului demagnetizant s-ar putea obţine inversînd sensul curentului prin excitaţia în serie, ceea ce ar complica însă schema. Mai simplă este soluţia deconectării excitaţiei în serie; maşina se transformă în maşină cu excitaţie separată, caracteristica mecanică devenind *1a*.

2.2.3.2. *Frînarea dinamică* se realizează prin deconectarea indusului de la reţea şi conectarea lui pe o rezistenţă, maşina funcţionînd în regim de generator. Sînt posibile două căi de realizare a frînării dinamice, cu autoexcitaţie (fig. 2.29) în care caz, înfăşurarea serie rămîne conectată în serie cu indusul, însă se păstrează sensul fluxului ca în regim motor, sau cu excitaţie independentă (fig. 2.30) în care caz, excitaţia se conectează independent la reţea, prin intermediul unei rezistenţe suplimentare, care limitează curentul de excitaţie la valoarea nominală.

Expresia caracteristicii mecanice la frînarea dinamică cu autoexcitaţie devine $(U = 0)$:

$$\Omega = -\frac{R_A + R_{fd}}{k\Phi} I_A \tag{2.77}$$

sau, în unităţi relative

$$\nu = -\nu_i(r_A + r_{fd})\, i_f \tag{2.78}$$

şi deci

$$r_{fd} = \frac{-\nu_R}{\nu_{if} i_{fn}} - r_A. \tag{2.79}$$

Caracteristicile mecanice sînt indicate în figura 2.31, curbele *1*, *1'* şi *1''*.

În cazul frînării dinamice prin conectarea excitaţiei la reţea printr-o rezistenţă suplimentară, maşina se comportă ca o maşină cu excitaţie

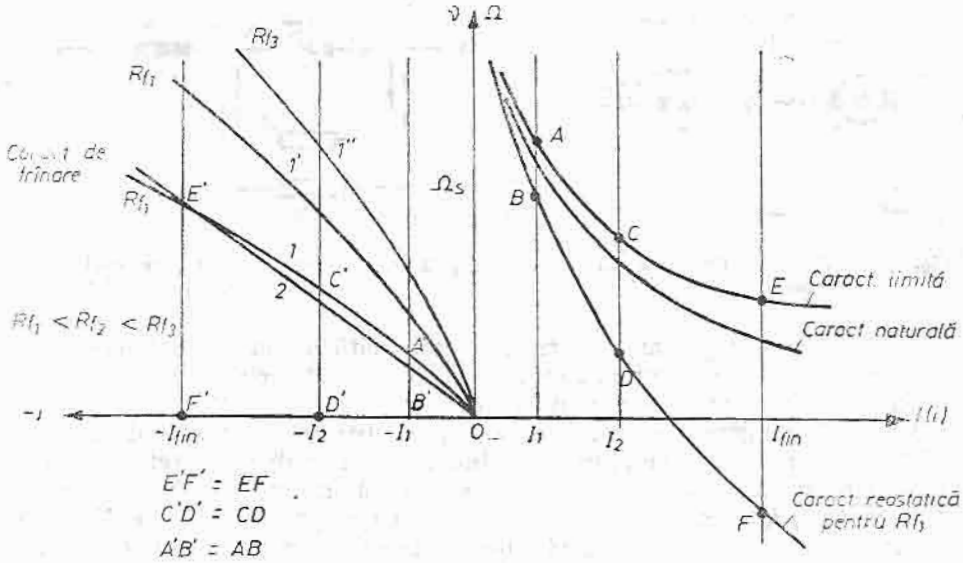


Fig. 2.31. Construirea caracteristicilor mecanice la frînarea reostatică cu autoexcitaţie (curba 1) şi cu excitaţie independentă (curba 2).

derivaţie (fig. 2.31, curba *2*). În acest caz, comanda pornirii reostatice, frînării dinamice şi reversării motoarelor de curent continuu cu excitaţie serie se realizează ca în schema din figura 2.32. Elementele principale sînt releul de frînare *d4* şi contactorul de frînare *c6*. Releul *d4* anclanşează la 0,1 U_N şi deci la pornire — în faza iniţială — este declanşat. În timpul frînării, înfăşurarea de excitaţie *Ex* se alimentează direct de la reţea, prin intermediul rezistenţei R_1, astfel ca:

$$I_N = \frac{U}{R_1 + R_{ex}}.$$

Pornirea se face în funcţie de timp, prin mutarea controlerului de pe poziţia 0, pe poziţia dreapta (de exemplu), ceea ce duce la anclanşarea contactorului *c1*, care primeşte alimentarea prin contactul *3—4*. El conectează indusul la reţea şi se automenţine prin contactul *4c1*. Urmează apoi pornirea reostatică funcţie de timp. În timpul pornirii, releul *d4* anclanşează, închizînd contactul *1d4* şi deschizînd contactul *2d4*.

Dacă se mută controlerul pe poziţia „stînga", contactorul *c1* pierde alimentarea şi declanşează, contactorul *c2* nu se poate alimenta (*2d4* este deschis), *c6* anclanşează şi introduce în serie cu indusul rezistenţa de frînare R_f (se închide *1c6*) şi conectează separat la reţea înfăşurare de excitaţie (se închide *2c6*).

Cînd viteza a scăzut la zero, releul *d4* declanşează, deci *c6* pierde alimentarea şi contactorul *c2* este alimentat. Începe pornirea pe „stînga", dacă nu se mută controlerul pe poziţia *0*.

Se observă că aceeaşi schemă se poate folosi la frînarea dinamică a motorului de curent continuu cu excitaţie independentă, în care caz, rezistenţa R_1 şi contactul *2c6* nu mai sînt necesare.

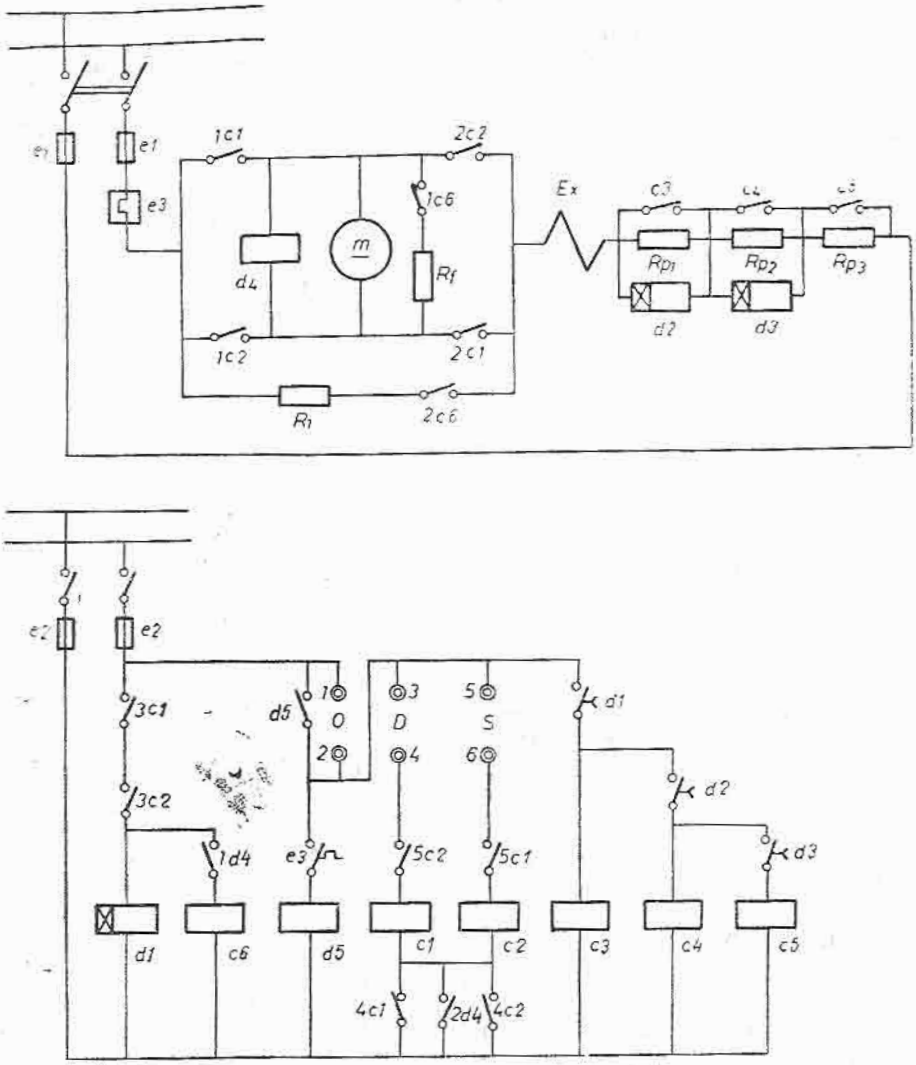


Fig. 2.32. Comanda pornirii şi frînării dinamice a motoarelor de c.c. cu excitaţie serie

2.2.3.3. *Frînarea contracurent* a motoarelor de curent continuu, cu excitaţie serie, se realizează diferit, după cum sarcina este de tip reactiv sau de tip potenţial.

Pentru sarcini reactive, frînarea contracurent se realizează prin schimbarea polarităţii la indus, sensul fluxului de excitaţie rămînînd neschimbat (fig. 2.33, *a*), în caz contrar, neputîndu-se obţine cuplul de frînare. Şi în acest caz, trebuie introduse rezistenţe în circuitul indusului pentru limitarea curenţilor în timpul frînării.

Expresia caracteristicii mecanice la frînarea contracurent devine:

$$\Omega = -\frac{U}{k\Phi} - \frac{R_A + R_f}{k\Phi} I_{Af}, \tag{2.80}$$

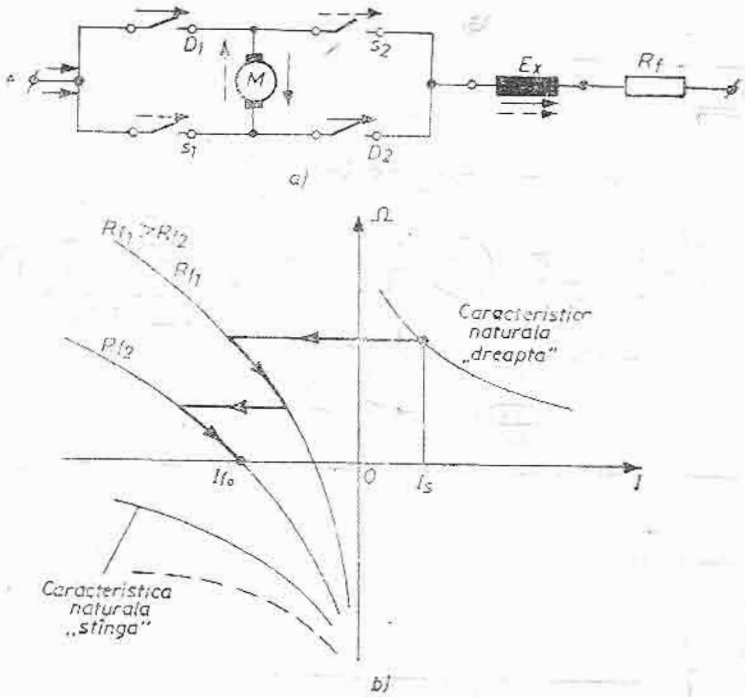


Fig. 2.33. Frînarea contracurent a motorului de c.c. cu excitaţie serie pentru sarcini reactive.

adică

$$\Omega = -\Omega_l \left(1 + \frac{R_A + R_f}{U} I_{Af}\right)$$

sau în unităţi relative

$$\nu = -\nu_l [1 + (r_a + r_f) i_{Af}]. \tag{2.81}$$

Pentru un curent de frînare iniţial i_{Af}, rezistenţa de frînare care se introduce suplimentar în circuitul indusului are valoarea

$$r_{fe} = \frac{\nu_{lf} + \nu_R}{\nu_{lf}\, i_{Af}} - r_A \tag{2.82}$$

unde ν_{lf} este valoarea vitezei limită la curentul de frînare i_{Af}, iar ν_R — viteza corespunzătoare curentului de sarcină i_R.

Caracteristicile mecanice sînt indicate în figura 2.33, *b*.

Pentru sarcini de tip potenţial, frînarea se realizează prin simpla introducere a unei rezistenţe de frînare R_f în circuitul indusului. Rezistenţa de frînare trebuie să fie mai mare decît rezistenţa R_{f0} pentru care caracteristica mecanică intersectează axa cuplurilor la cuplul de sarcină M_R.

Caracteristicile mecanice au expresia

$$\Omega = \frac{U}{k\Phi} - \frac{R_A + R_f}{k^2 \Phi^2} M$$

sau, în unităţi relative:

$$\nu = \nu_{lim}[1 - (r_A + r_f)\, i_f] \quad (2.83)$$

şi sînt indicate în figura 2.34.

A.2.9. Pentru motorul din aplicaţia A.2.8. să se calculeze rezistenţa de frînare contracurent la un curent iniţial de frînare de $1{,}2 \cdot I_N$, motorul funcţionînd la curent de sarcină $I_R = 0{,}8\, I_N$.

Frînarea contracurent se realizează cu autoexcitaţie.

Soluţie:

Utilizînd relaţia 2.82 şi datele din tabelul 2.1, rezultă:

$$r_{fc} = \frac{\nu_{lf} + \nu_R}{\nu_{lf} \cdot i_{Af}} - r_A =$$

$$= \left(1 + \frac{1{,}075}{1{,}055}\right) \frac{1}{1{,}2} - 0{,}075 = 1{,}607,$$

adică $R_f = 3{,}4\ \Omega$.

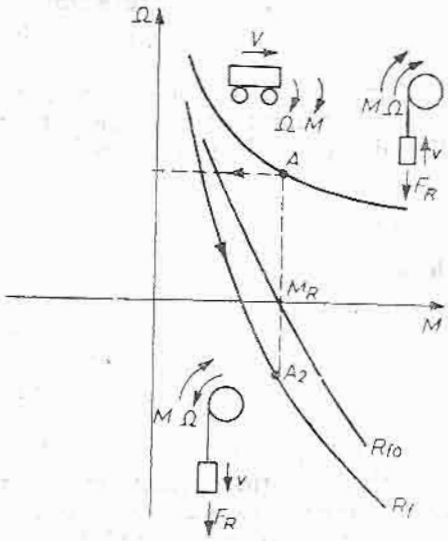


Fig. 2.34. Frînarea contracurent a motorului de c.c. cu excitaţie serie pentru sarcini potenţiale.

Rezistenţa totală din circuitul indusului este în acest caz: $R_{ft} = R_f + R_A + R_S = 3{,}558\Omega$.

Caracteristica mecanică se calculează cu relaţia

$$\nu = \nu_l(-1 - r_{ft}\, i),$$

rezultatele fiind indicate în tabelul următor:

i	−0,4	−0,6	−0,8	−1	−1,2	−1,4	−1,6	−1,8	−2,0
ν	−0,516	−0,012	0,396	0,741	1,075	1,374	1,64	1,926	2,198

Caracteristica mecanică poate fi construită prin puncte.

A.2.10. Pentru acelaşi motor să se calculeze rezistenţele de frînare dinamică la un curent de sarcină de $0{,}8\, I_N$ şi un curent iniţial de frînare de $1{,}2\, I_N$. Frînarea se face în două trepte, comutarea avînd loc în momentul scăderii curentului de frînare la $0{,}6\, I_N$.

Soluţie.

Utilizînd relaţia (2.79), se obţine:

$$r_{fd_1} = \frac{\nu_R}{\nu_{lf}} \frac{1}{i_f} - r_A = \frac{1{,}075}{1{,}055} \cdot \frac{1}{1{,}2} - 0{,}075 = 0{,}774$$

rezistenţa totală din circuit, $r_{ft_1} = r_{fd_1} + r_A = 0{,}849$.

Pentru treapta a doua

$$r_{fd_2} = \frac{0{,}646}{1{,}055} \frac{1}{1{,}2} - 0{,}075 = 0{,}435 \text{ şi } r_{ft_2} = 0{,}510.$$

Caracteristicile mecanice la frînarea dinamică se calculează cu relaţia (2.78) şi sînt tabelate mai jos:

i	−0,4	−0,6	−0,8	−1	−1,2
ν_{f_1}	0,53	0,646	0,776	0,917	1,075
ν_{f_2}	0,322	0,388	0,466	0,551	0,646

2.2.4. Procese tranzitorii la pornirea, frînarea şi reversarea motorului de curent continuu serie

Din considerentele arătate, procesele tranzitorii pentru motorul de curent continuu cu excitaţie serie nu pot fi studiate decît pe cale grafică. Metoda constă în integrarea pe cale grafică a ecuaţiei generale a mişcării:

$$M_A \mp M_R = J\frac{d\Omega}{dt}$$

de unde

$$t = J\int_{\Omega_{in}}^{\Omega} \left[\frac{d\Omega}{M_A \mp M_R}\right]. \tag{2.84}$$

În relaţia 2.84 se ia semnul negativ pentru pornire şi pozitiv în cazul frînării. La pornire, cuplul motor trebuie să fie mai mare decît cuplul rezistent şi opus acestuia; la frînare, cuplul motor se opune şi el mişcării, deci are acelaşi sens ca şi cuplul rezistent.

Se notează:

$$\varphi(\Omega) = \frac{1}{M_A \mp M_R}.$$

Avînd construite caracteristicile mecanice reostatice la pornire, respectiv la frînare, folosindu-se un tabel ajutător, se poate construi curba $\varphi(\Omega)$.

În figura 2.35 sînt construite curbele $\varphi(\Omega)$ pentru pornire (*a*) şi frînare contracurent (*b*).

Durata procesului tranzitoriu pentru schimbarea vitezei de la Ω_{in} la Ω_x este dată de:

$$t_x = JSk_\varphi \cdot k_\Omega \tag{2.85}$$

unde S este suprafaţa cuprinsă între curba $\varphi(\Omega)$ şi axa ordonatelor, iar k_Ω, k_φ scările pentru viteza de rotaţie, respectiv curba $\varphi(\Omega)$.

Variaţia cuplului poate fi construită folosind simultan caracteristicile mecanice şi curba de variaţie a vitezei în funcţie de timp, obţinîndu-se variaţii asemănătoare cu cele de la motorul derivaţie, cum se arată în figura 2.36.

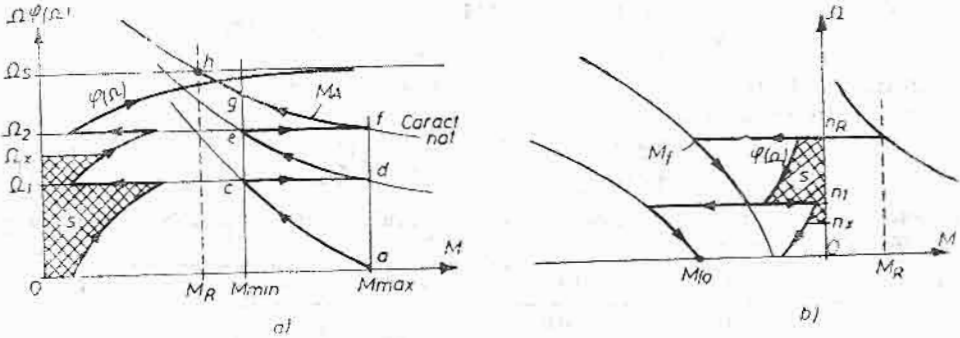


Fig. 2.35. Calculul grafic al timpilor de pornire (*a*) şi de frînare contracurent (*b*).

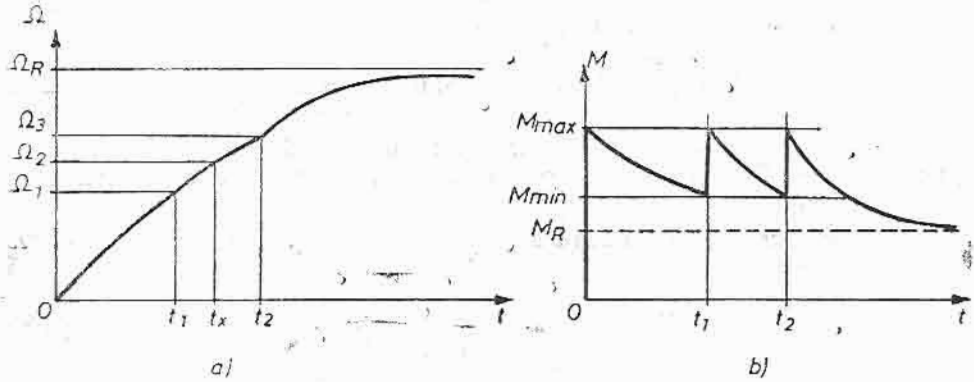


Fig. 2.36. Variaţia vitezei (*a*) şi a cuplului la pornirea reostatică (*b*).

2.3. Acţionări cu maşini asincrone

2.3.1. Caracteristici mecanice

Maşinile asincrone, în mod obişnuit trifazate, au o largă utilizare în acţionările electrice, datorită avantajelor pe care le au în comparaţie cu alte maşini: construcţie simplă şi robustă, siguranţă în exploatare, cost mai scăzut şi alimentare directă de la reţeaua de curent alternativ. Acţionările cu maşini asincrone au însă şi dezavantaje: dificultăţi legate de modificarea economică şi în limite largi a vitezei şi faptul că duc la înrăutăţirea factorului de putere.

Dacă se include în rezistenţa fazei secundare şi rezistenţa R_x a reostatului legat la inelele colectoare, atunci ecuaţiile pentru maşina cu inele şi maşina cu rotorul în colivie cu parametri aproximativ constanţi, au aceleaşi expresii.

Schema echivalentă în T a unei faze a maşinii asincrone cu inele este reprezentată în figura 2.37. Schema corespunde unei maşini cu un rotor echivalent imobil, iar rezistenţa $\frac{1-s}{s} R_2$ corespunde sarcinii maşinii.

S-au notat cu: R_1, R_2, X_1 şi X_2 — rezistenţele şi reactanţele de dispersie ale fazei din stator, respectiv din rotor: U_1 — tensiunea din stator pe fază; X_{1m} — reactanţa corespunzătoare fluxului principal; R_{1m} — rezistenţa de magnetizare; Ω_0 — viteza unghiulară sincronă; s — alunecarea;

$$s = \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0}; \tag{2.86}$$

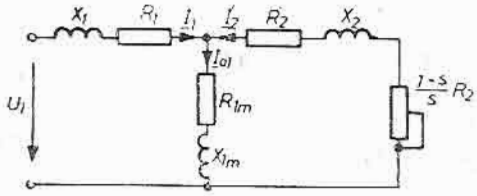


Fig. 2.37. Schema echivalentă a maşinii asincrone cu inele.

$\underline{I}_1$, $\underline{I}'_2$, şi $\underline{I}_{01}$ curenţii pe fază din stator, rotor (valoare raportată) şi de magnetizare şi cu $\underline{C}_1$ constanta complexă

$$\underline{C}_1 = 1 + \frac{R_1 + jX_1}{R_{1m} + jX_{1m}} \quad \text{sau} \quad C_1 = 1 + \frac{X_1}{X_{1m}} \tag{2.87}$$

aproximaţie valabilă la maşinile mijlocii; la maşinile mari se poate considera $C_1 = 1$. Ca valoare, $\underline{C}_1$ are modulul $C_1 = 1{,}04 \div 1{,}08$, valorile mici corespunzînd maşinilor mari.

Pe baza schemei din figura 2.37 şi a relaţiei (2.87) se deduce modulul curentului $\underline{I}'_2$:

$$|\underline{I}'_2| = \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1 + C_1 \frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X_1 + C_1 X'_2)^2}} \tag{2.88}$$

expresie folosită adeseori în calcule, sub forma în care $C_1 = 1$.

Pentru deducerea caracteristicilor mecanice $M = f(s)$ se porneşte de la expresia pierderilor în cupru din circuitul rotoric:

$$P_2 = P_A - P_m = M_A \Omega_0 - M_A \Omega = M_A \Omega_0 s = s P_A = m_1 R'_2 I'^2_2 \tag{2.89}$$

unde P_A este puterea electromagnetică; P_m — puterea mecanică; m_1 — numărul fazelor din stator; M_A — cuplul electromagnetic; cu (2.88) rezultă:

$$M_A = \frac{m_1 U_1^2}{\Omega_0} \cdot \frac{\frac{R'_2}{s}}{\left(R_1 + C_1 \frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X_1 + CX'_2)^2}. \tag{2.90}$$

Se calculează şi se anulează derivata $\frac{dM_A}{ds} = 0$, obţinîndu-se valoarea alunecării critice, pentru care cuplul este maxim:

$$s_k = \pm \frac{C_1 R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X'_2)^2}}. \tag{2.91}$$

şi valoarea cuplului maxim sau critic înlocuind (2.91) în (2.90):

$$M_k = \frac{m_1 U_1^2}{2 C_1 \Omega_0} \cdot \frac{1}{R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X'_2)^2}} \tag{2.92}$$

în care, semnul + se referă la regimul de motor, iar semnul — la regimul de generator. Notînd cu:

$$b = \frac{R_1}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X'_2)^2}} = \frac{R_1}{C_1 R_2} s_k \tag{2.93}$$

se obţine ecuaţia caracteristicii mecanice naturale, făcînd raportul dintre relaţiile (2.90) şi (2.92) şi ţinînd seama de (2.91) şi (2.93):

$$M = \frac{2M_k(1 + b)}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2b}. \tag{2.94}$$

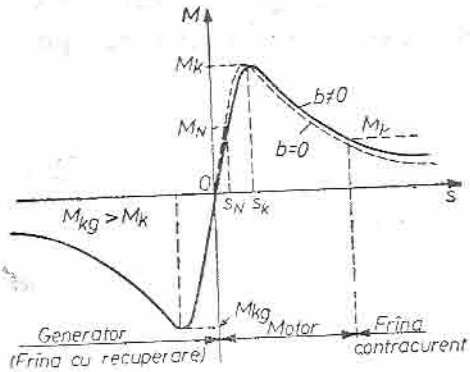


Fig. 2.38. Caracteristica mecanică naturală a maşinii asinerone.

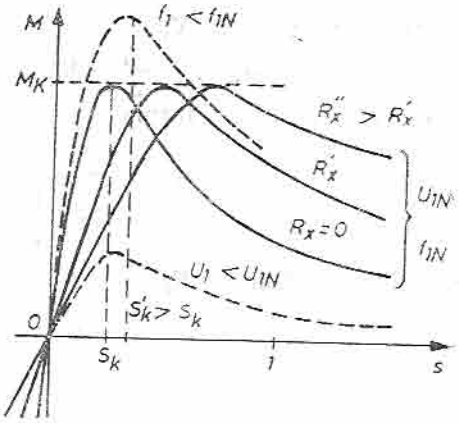


Fig. 2.39. Caracteristicile mecanice ale maşinii asinerone la diferite valori ale parametrilor acţionării.

Caracteristica naturală $M = f(s)$ este reprezentată în figura 2.38, în care se indică şi regimurile de funcţionare.

Raportul $\lambda = \frac{M_k}{M_N} = 1{,}8 \div 3{,}5$ este denumit coeficient sau capacitate de supraîncărcare. Uzual, $s_N = 1{,}5\% \div 6\%$, valorile mai mici corespunzînd maşinilor de puteri mari şi $s_k = (4 \div 6)s_N$.

Cunoscînd raportul şi valorile nominale M_N şi s_N, alunecarea s_k se poate calcula din relaţia (2.94), rezultînd:

$$s_k = s_N[\lambda + (\lambda - 1)b + \sqrt{[\lambda + (\lambda - 1)b]^2 - 1}] \tag{2.95}$$

La maşinile de putere mijlocie şi, mai ales mare, se aproximează adeseori $R_1 = 0$, relaţiile (2.95) şi (2.94) devenind:

$$s_k = s_N(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) \tag{2.96}$$

$$M = \frac{2M_k}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}. \tag{2.97}$$

Curba $M = f(s)$ corespunzătoare relaţiei (2.97) este reprezentată tot în figura 3.39 cu linie întreruptă ($b = 0$).

Notînd cu p numărul perechilor de poli şi ştiind că:

$$\Omega_0 = 2\pi \frac{f_1}{p} \tag{2.98}$$

din relaţiile (2.90) şi (2.98) rezultă că se pot obţine diferite caracteristici mecanice, prin modificarea tensiunii la borne U_1, a frecvenţei sale f_1, a rezistenţei exterioare R_x, care se adună la R_2 şi a lui p (fig. 2.39). Din relaţiile (2.88) şi (2.90) se mai observă că, la curent I_2', respectiv cuplu M constant, alunecarea se modifică pe diferitele caracteristici proporţional cu rezistenţa totală a circuitului rotoric, adică:

$$\frac{R_2'}{s} = \frac{R_2' + R_x'}{s_x} \quad \text{sau} \quad \frac{R_2}{s} = \frac{R_2 + R_x}{s_x}. \tag{2.99}$$

Notînd cu $X = X_1 + C_1X_2'$ şi observînd că I_2' ia valoarea maximă $I_{2M}' = \frac{U_1}{X}$ dacă $R_1 + C_1\frac{R_2'}{s} = 0$, relaţia (2.88) se poate scrie cu ajutorul expresiei (2.91) sub forma:

$$I_2' = \frac{I_{2M}'}{\sqrt{1 + \left[\frac{R_1}{X} + \frac{s_k}{s}\sqrt{1 + \left(\frac{R_1}{X}\right)^2}\right]^2}}. \tag{2.100}$$

sau cu aproximaţia $R_1 = 0$:

$$I_2' = \frac{I_{2M}'}{\sqrt{1 + \left(\frac{s_k}{s}\right)^2}} \tag{2.101}$$

ecuaţii utilizate la reprezentarea caracteristicilor $I_2' = f(s)$ (fig. 2.40).

A.2.11. Un motor asincron tetrapolar are $P_N = 10$ kW; $n_N = 1455$ rot/min; factorul de supraîncărcare nominal $\lambda = M_K/M_N = 2{,}5$ şi funcţionează la o reţea cu frecvenţa 50 Hz. Să se determine caracteristica mecanică a motorului, în următoarele cazuri particulare:

1. Tensiunea la bornele primare scade la $U_1 = 0{,}8\ U_N$;
2. Frecvenţa tensiunii de alimentare scade la $f_2 = 45$ Hz;
3. Tensiunea la borne şi frecvenţa în primar scad concomitent la valorile de mai sus.

Se consideră că valoarea cuplului rezistent la axul maşinii rămîne constantă şi egală cu valoarea cuplului nominal.

Soluţie

Alunecarea nominală este $s_N = \frac{1500 - 1455}{1500} = 0{,}03$, iar alunecarea maximă $s_K = s_N(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) = 0{,}03(2{,}5 + \sqrt{2{,}5^2 - 1}) = 0{,}144$.

Cuplul nominal $M_N = 9550\frac{P_N}{n_N} = 9550\frac{10}{1450} = 65{,}6$ Nm.

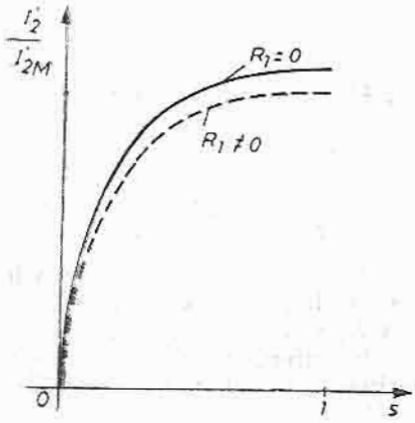


Fig. 2.40. Caracteristica $\frac{I_2'}{I_{2M}'} = f(s)$ a maşinii asincrone.

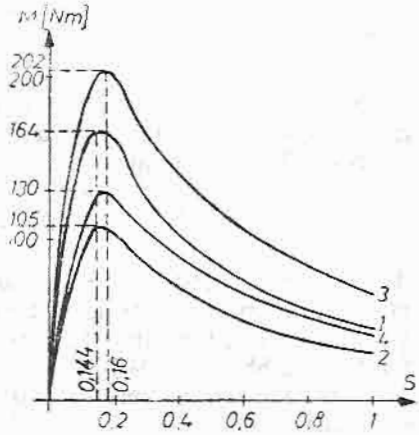


Fig. 2.41. Explicativă pentru aplicaţia A.2.12.

Cuplul maxim $M_K = \lambda M_N = 2{,}50\ M_N = 164$ Nm.

Cuplul de pornire $M_p = \dfrac{2M_K}{\dfrac{1}{s_K} + \dfrac{s_K}{1}} = \dfrac{2 \cdot 164}{\dfrac{1}{0{,}144} + 0{,}144} = 46$ Nm.

Caracteristica mecanică naturală este indicată în figura 2.41, curba *1*.

1. La micşorarea tensiunii de alimentare, alunecarea corespunzătoare cuplului maxim rămîne neschimbată; variază în schimb capacitatea de supraîncărcare $\lambda' = \left(\dfrac{U_1}{U_N}\right)^2 \lambda = 0{,}8^2 \cdot$ $\cdot\, 2{,}5 = 1{,}6$, astfel încît $M'_K = 1{,}6 \cdot 65{,}6 = 105$ Nm. Alunecarea nominală s'_N pentru această tensiune de alimentare redusă se obţine din:

$$\frac{M_N}{M'_K} = \frac{2}{\dfrac{s'_N}{s_K} + \dfrac{s_K}{s'_N}}$$

de unde, rezultă:

$$s'_N = s_K(\lambda' - \sqrt{\lambda'^2 - 1}) = 0{,}144(1{,}6 - \sqrt{1{,}6^2 - 1}) = 0{,}0505.$$

La pornire:

$$M'_p = \frac{2M'_K}{\dfrac{1}{s_K} + s_K} = \frac{2 \cdot 105}{1/0{,}144 + 0{,}144} = 29{,}4 \text{ Nm}.$$

Caracteristica este indicată în figura 2.41, curba *2*.

2. Variaţia frecvenţei de alimentare influenţează atît valoarea cuplului maxim, cît şi valoarea alunecării corespunzătoare acestuia.

Capacitatea de supraîncălzire la frecvenţa scăzută este

$$\lambda'' = \left(\frac{f_N}{f}\right)^2 \lambda = \left(\frac{50}{45}\right)^2 2{,}5 = 3{,}08$$

şi deci cuplul maxim

$$M''_K = \lambda'' M_N = 3{,}08 \cdot 65{,}6 = 202 \text{ Nm}$$

iar alunecarea critică

$$s''_K = \frac{f_N}{f} s_K = \frac{50}{45} 0{,}144 = 0{,}16.$$

Alunecarea nominală la frecvenţă redusă este

$$s''_N = s''_K(\lambda'' - \sqrt{\lambda''^2 - 1}) = 0{,}16(3{,}1 - \sqrt{3{,}1^2 - 1}) = 0{,}0256.$$

Cuplul de pornire este

$$M''_p = \frac{2M''_K}{\dfrac{1}{s''_K} + s''_K} = \frac{2 \cdot 202}{1/0{,}16 + 0{,}16} = 63 \text{ Nm}.$$

Rezultă curba *3*, din figura 2.41.

3. Variaţia simultană a frecvenţei şi tensiunii influenţează capacitatea de supraîncărcare şi alunecarea corespunzătoare cuplului maxim. Se obţin valorile:

$$\lambda''' = \left(\frac{U}{U_N}\right)^2 \cdot \left(\frac{f_N}{f}\right)^2 \lambda = 0{,}64 \cdot 1{,}24 \cdot 2{,}5 = 1{,}98$$

$$M_K''' = \lambda''' M_N = 1{,}98 \cdot 65{,}6 = 130 \text{ Nm}.$$

Alunecarea corespunzătoare cuplului maxim este aceeaşi ca la pct. 2.

Alunecarea nominală $s_N''' = s_K''(\lambda''' - \sqrt{\lambda'''^2 - 1}) = 0{,}16(1{,}98 - \sqrt{1{,}98^2 - 1}) = 0{,}0446.$

Cuplul de pornire este

$$M_p''' = \frac{2M_K'''}{1/s_K'' + s_K''} = \frac{2 \cdot 130}{1/0{,}16 + 0{,}16} = 40{,}5 \text{ Nm}.$$

Caracteristica mecanică este indicată în figura 2.41, curba *4*.

2.3.2. Pornirea motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit

Pornirea motorului asincron ca şi a oricărui motor, în general, este legată, de valoarea cuplului de pornire şi a şocului de curent la pornire.

Pentru ca rotorul să se poată accelera, trebuie ca motorul să dezvolte un cuplu mai mare decît cuplul rezistent produs de maşina de lucru acţionată şi de frecări. Diferenţa dintre cuplul motorului şi cuplul rezistent, în decursul procesului tranzitoriu de pornire, determină şi timpul total de pornire, care poate influenţa sensibil productivitatea maşinilor de lucru.

Mărimea curentului de pornire absorbit de la reţeaua de alimentare este limitată de unele condiţii impuse de însăşi reţeaua electrică sau de motor. Valoarea instantanee a curentului statoric poate atinge de 10...14 ori valoarea curentului nominal. Pe măsură ce motorul accelerează şi alunecarea scade, scade şi curentul absorbit de la reţea, pînă la limitele impuse de cuplul rezistent staţionar. În cazul unor motoare puternice şi al unor reţele slabe, se impune micşorarea curentului de pornire.

Alegerea procedeului de pornire a motoarelor asincrone trebuie să aibă loc cu respectarea anumitor factori, printre care, unii legaţi de cerinţele sistemului de acţionare electrică, iar alţii de necesităţile reţelelor de distribuţie a energiei electrice. Se preferă o pornire lină, fără şocuri dinamice periculoase, mai ales a elementelor transmisiei. Curentul de pornire nu trebuie să conducă la suprasolicitări termice, dăunătoare mai ales izolaţiei înfăşurărilor; cuplul electromagnetic al motorului este necesar să asigure accelerarea rapidă a sistemului de acţionare.

Procedeele de pornire diferă după tipul constructiv al rotorului, în scurtcircuit, sau bobinat. În alegerea uneia sau a alteia dintre metodele de pornire, vom avea în vedere şi considerentele de ordin economic.

Pornirea directă a motoarelor asincrone în scurtcircuit se întîlneşte la acţionarea unor maşini unelte simple, ventilatoare, polizoare etc.

Acest procedeu de pornire conduce la schemele cele mai simple şi sigure în exploatare, el constînd în aplicarea simultană în stator a tensiunilor nominale pe fază. Curentul de pornire I_p coincide cu curentul de scurtcircuit la tensiunea nominală, fiind relativ ridicat. La motoarele cu colivie

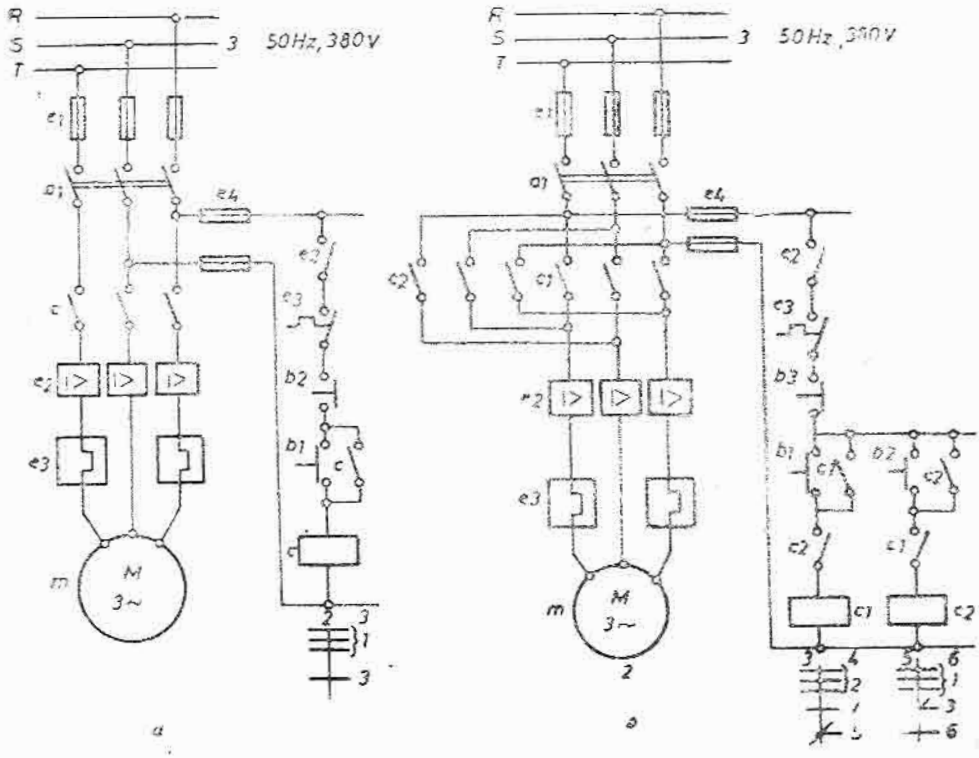


Fig. 2.42. Pornirea directă a motoarelor asincrone.

simplă, de puteri nominale, pînă la 100 kW, curentul de pornire, la rotor blocat — este de $(5 \div 8) I_n$.

În figura 2.42 este redată schema electrică de principiu pentru comanda automatizată a pornirii directe într-un singur sens. Dacă apăsăm pe butonul *b1*, cu întreruptorul *a1* închis, contactorul *c* acționează; se conectează astfel la rețea înfășurarea statorică a motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit. Prin închiderea simultană a contactului auxiliar normal deschis din circuitul *3* se asigură alimentarea bobinei contactorului *c*, după încetarea apăsării butonului *b1*. Releele electromagnetice *e2* de curent maximal protejează motorul împotriva scurtcircuitelor, iar releele termice *e3* protejează motorul la supracurenți moderați, dar de durată. Motorul mai este protejat la supracurenți și de siguranțele fuzibile *e1*. Motorul se oprește după dorință prin acționarea butonului *b1*, care întrerupe alimentarea bobinei contactorului *c*.

Pentru pornirea în ambele sensuri, în comparație cu schema precedentă, mai apare un contactor (fig. 2.42, *b*) pentru celălalt sens de funcționare și o interblocare a contactoarelor, pentru evitarea unor comenzi greșite care ar putea duce la închiderea simultană a contactelor principale de forță *c1* și *c2*, și deci la scurtcircuitarea rețelei de alimentare.

Dacă sînt necesare mai multe puncte de comandă a pornirii și opririi, amplasate în diferite locuri, butoanele de oprire se conectează în serie, iar butoanele de pornire în paralel.

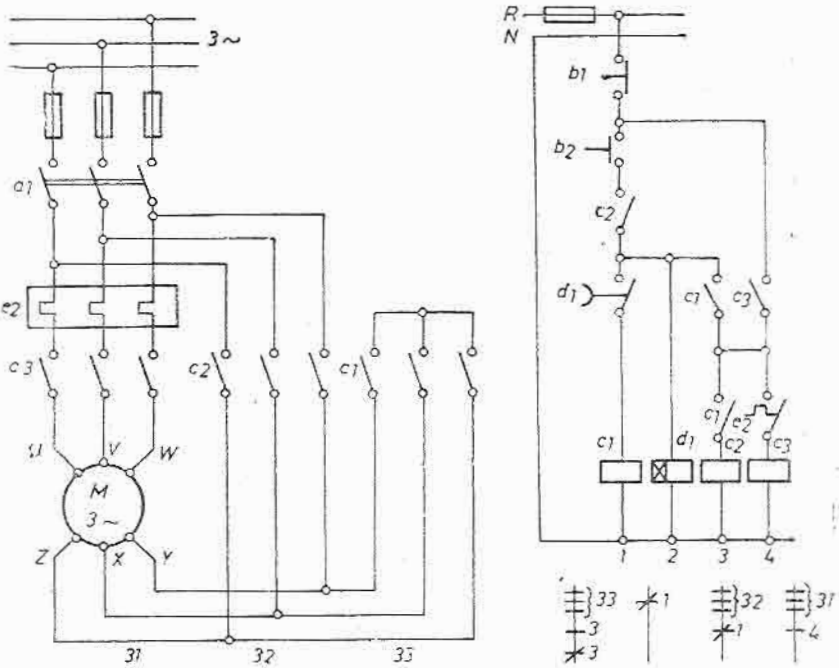


Fig. 2.43. Comanda pornirii stea-triunghi.

Curenţii de pornire se micşorează sensibil dacă se utilizează **pornirea — — stea — triunghi**.

Această metodă de pornire indirectă constă în aplicarea tensiunilor nominale înfăşurării trifazate statorice, conectată iniţial în stea. La atingerea unei viteze de circa 90...95%, din cea de sincronism, înfăşurarea trifazată se comută în triunghi. Comutarea poate avea loc manual, folosindu-se un comutator stea — triunghi sau automat ca în figura 2.43.

La apăsarea butonului de pornire *b2* sînt alimentate simultan contactorul *c1* şi releul de timp *d1*. Contactele *c1* din circuitul 33 se închid conectînd statorul motorului în stea. Contactul *c1* din circuitul *3* permite alimentarea contactorului de linie *c3*, care conectează statorul la reţea. După un timp t_p, reglat anterior, releul de timp *d1* îşi deschide contactul, astfel că *c1* îşi pierde alimentarea şi închizînd contactul *c1* din circuitul *3*, alimentează contactorul *c3*. Acesta îşi închide contactele principale care conectează înfăşurările statorului în triunghi. Releul de timp este reglat la timpul de pornire corespunzător atingerii a 95% din viteza de regim staţionar.

Curentul şi cuplul de pornire se micşorează de trei ori faţă de cazul pornirii directe cu înfăşurarea statorică conectată în triunghi. Inconvenientul menţionat limitează aplicarea pornirii stea-triunghi numai acolo unde pornirea se face în gol, excluzîndu-se pornirile în plină sarcină cu acest procedeu.

La comutarea în triunghi, au loc salturi de curenţi şi de cuplu, motorul trecînd pe caracteristica mecanică de funcţionare, corespunzătoare tensiunii $\sqrt{3}U_f$.

Nerespectarea atingerii vitezei de rotaţie de circa 90...95% din viteza de sincronism, la trecerea din stea în triunghi, face să apară salturi de curent

și de cuplu apropiate de cele realizate la pornirea directă în triunghi, ceea ce anulează avantajele specifice acestui procedeu de pornire.

Dacă după efectuarea pornirii stea-triunghi apar sarcini reduse în funcționarea motorului, mai mici de 1/3 din valoarea nominală, statorul poate fi comutat din nou în stea. În acest mod, scade curentul absorbit, factorul de putere și randamentul îmbunătățindu-se; se realizează astfel reducerea pierderilor de energie.

Pornirea stea-triunghi poate fi aplicată numai motoarelor asincrone, a căror înfășurare statorică are accesibile toate cele șase borne, avînd tensiunea statorică de fază egală cu tensiunea de linie a rețelei de alimentare.

U_l U_p

În rețeaua de distribuție de joasă tensiune de 220/380 V de care dispunem, dacă pe plăcuța indicatoare a motorului este scris 220/380 V, motorul nu poate fi pornit în stea-triunghi. Într-adevăr, tensiunea statorică nominală pe fază este de 220 V și nu de 380 V, cît ar fi tensiunea ce s-ar aplica pe fază la conexiunea în triunghi a înfășurării statorului. Motorul s-ar arde foarte repede, datorită unei tensiuni mai mari cu 73% față de tensiunea nominală de fază. Pe plăcuța indicatoare a motorului trebuie să existe mențiunea 380/660 V, motorul comandîndu-se ca atare.

Pornirea cu autotransformator se realizează cu schema din figura 2.44, prin închiderea contactelor de contactor *c1* și *c3*; astfel, alimentarea mașinii de acționare *m2* se face prin autotransformatorul *m1*, la tensiune redusă. La terminarea procesului tranzitoriu de pornire, se închid contactele *c2* și se deschid contactele *c3*, realizîndu-se legarea directă a mașinii *m2* la rețea.

Se introduc următoarele notații: curentul I_{p_1}, absorbit de *m2* la pornirea prin autotransformatorul *m1* cu tensiunea redusă U_p; curentul I_{p_N}, absorbit de *m2* la pornirea directă cu tensiunea nominală U_N; curentul I_p, luat din rețea la pornirea prin autotransformatorul *m1*.

Scriind egalitatea puterilor absorbite de la rețea de *m1* cu cea absorbită prin *m1* de *m2*, adică $U_N I_p = U_p I_{p_1}$, rezultă:

$$\frac{I_{p_1}}{I_p} = \frac{U_N}{U_p} = a$$

unde a este raportul de reducere al tensiunii aplicate la *m2*.

Aproximînd că curentul absorbit de *m2* scade proporțional cu tensiunea aplicată, se obține:

$$\frac{I_{p_N}}{I_{p_1}} = \frac{U_N}{U_p} = a.$$

Înmulțind aceste relații, rezultă raportul căutat:

$$\frac{I_{p_N}}{I_p} = a^2.$$

Prin reducerea tensiunii, scade însă și cuplul mașinii la pornire. Cu aproximație, pe baza relației (2.90) se obține:

$$\frac{M_{p_N}}{M_p} = \left(\frac{U_N}{U_p}\right)^2 = a^2,$$

adică cuplul se micșorează în același raport ca și curentul.

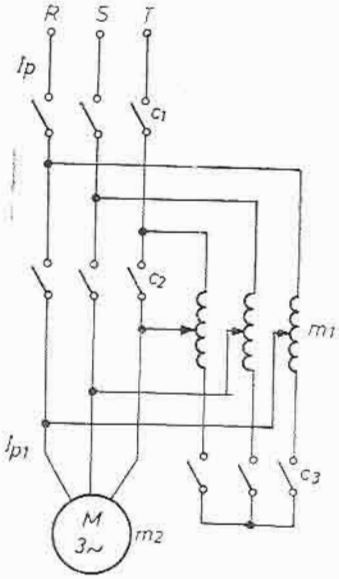


Fig. 2.44. Pornire cu autotransformator.

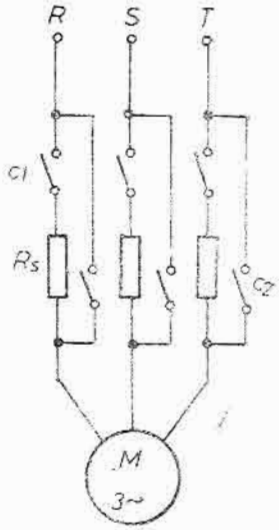


Fig. 2.45. Pornire cu rezistențe intercalate în circuitul statoric.

Pornirea cu autotransformator este avantajoasă energetic, însă fiind costisitoare, este justificată, în general, numai în cazul mașinilor asincrone de putere mare.

Pornirea cu rezistențe R_s legate în serie cu circuitul statoric al mașinii asincrone se face cu schema din figura 2.45. La pornire se închid contactele *c1*, iar *c2* rămîn deschise. După terminarea pornirii, se închid contactele *c2*. Rezistența R_s se poate calcula cu expresia (2.88) la $s = 1$:

$$a = \frac{U_N}{U_p} = \frac{I_{pN}}{I_p} = \frac{I_{2pN}}{I_{2p}} = \frac{(R_s + R_1 + C_1R_2')^2 + (X_1 + C_1X_2')^2}{(R_1 + C_1R_2')^2 + (X_1 + C_1X_2')^2}. \qquad (2.102)$$

Față de metoda cu autotransformator, prin acest procedeu, la aceeași reducere a cuplului se obține un curent de pornire mai mare și apar pierderi în rezistența R_s; în schimb, schema este mai simplă. Procedeul se poate aplica la acționările cu mașini de putere mică, la pornire cu sarcină redusă.

În locul rezistențelor R_s se pot folosi *bobine*. Uneori se practică pornirea prin legarea în serie a unei rezistențe sau impedanțe numai pe o fază din stator. Metoda este simplă, însă apare dezavantajul nesimetriei curenților.

Pornirea cu amplificatoare magnetice permite comanda prin reacții în funcție de starea momentană a procesului de pornire. Astfel, în figura 2.46 este arătată o schemă de pornire cu comandă în funcție de viteză. În momentul conectării la rețea a mașinii *m1*, viteza Ω fiind nulă, curentul i_c debitat de generatorul tahometric *m2* va fi nul, deci reactanța X_{AM} a amplificatorului magnetic *AM* va fi maximă, limitînd valoarea curentului de pornire I_1 al mașinii. Pe măsură ce crește Ω, crește și tensiunea generatorului *m2*, deci și i_c, determinînd scăderea reactanței X_{AM}. Cînd viteza Ω ajunge la valoarea de regim stabilizat, X_{AM} devine aproape zero, legînd în scurtcircuit cele trei faze ale lui *m1*. Legătura în triunghi a lui *AM* permite

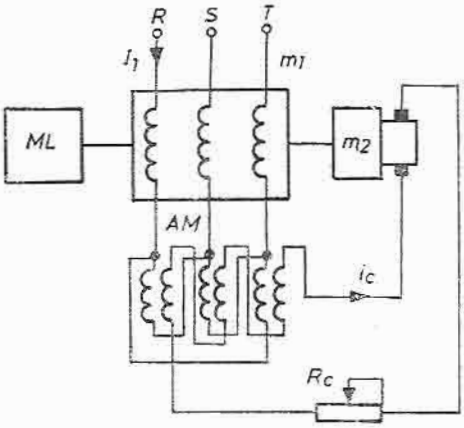


Fig. 2.46. Schema unei acționări cu mașină asincronă cu pornire prin amplificatoare magnetice.

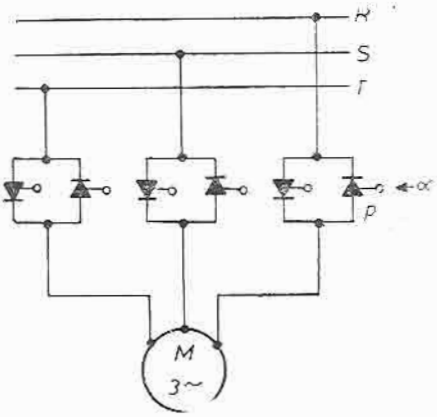


Fig. 2.47. Pornire cu tiristoare în montaj antiparalel.

închiderea celei mai mari părți a armonicilor superioare ale curentului în interiorul triunghiului, evitînd introducerea lor în înfășurările statorice ale motorului asincron.

Pornirea prin creșterea continuă a tensiunii se poate realiza și cu montajul din figura 2.47, în care tiristoarele p sînt legate în antiparalel. Tensiunea se modifică prin unghiul de aprindere α. Sistemul îndeplinește și rolul de contactor static și va fi examinat mai detaliat în capitolul 3.

2.3.3. Pornirea motoarelor asincrone cu rotorul bobinat

Pornirea motoarelor asincrone cu rotorul bobinat se realizează prin introducerea unor rezistențe suplimentare de pornire în circuitul rotoric, prin intermediul inelelor colectoare și al periilor.

Valoarea cuplului maxim dezvoltat de motor nu depinde de rezistența circuitului rotoric, în schimb alunecarea corespunzătoare cuplului maxim crește proporțional cu rezistența din circuitul rotoric.

Curbele $M = f(s)$ pentru diferite rezistențe suplimentare R_{px} conectate în fazele rotorului sînt indicate în figura 2.48. Ele ne arată că pe măsură ce rezistența R_p este mai mare, maximumul cuplului se deplasează spre alunecări mai mari. Se poate alege o anumită rezistență pentru care la pornire ($s = 1$), cuplul să fie chiar M_K.

Procesul pornirii are loc în felul următor: presupunînd că în primul moment al pornirii, rezistența suplimentară este mare, asigurînd un cuplu M_{max} de pornire mai mare decît cel rezistent M_R, rotorul începe să se accelereze și alunecarea scade. Cuplul dezvoltat de motor scade conform curbei R_{p_1} pînă la o anumită valoare M_{min} corespunzătoare punctului E, cînd se intervine și se micșorează rezistența de pornire la valoarea R_{p_2}. Punctul de funcționare trece pe noua caracteristică de R_{p_2} în punctul D' la M_{max}. Rotorul este solicitat din nou, la un cuplu electromagnetic sensibil mai mare decît cuplul rezistent, viteza crește pe caracteristica de R_{p_2},

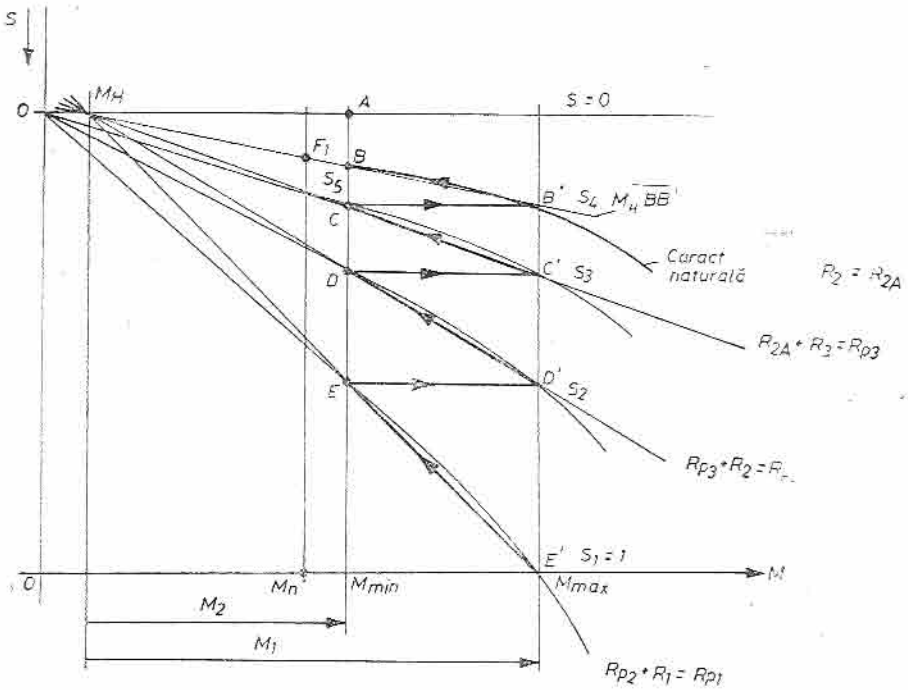


Fig. 2.48. Explicativă pentru calculul treptelor rezistenţelor de pornire ale motoarelor asincrone cu inele.

pînă în punctul D, cînd se intervine din nou şi se micşorează rezistenţa la valoarea R_{p_3}, ajungîndu-se astfel în cele din urmă în punctul B' pe caracteristica mecanică naturală.

Rezistenţa de pornire şi treptele acesteia se dimensionează astfel încît pornirea să aibă loc la un cuplu mediu care să asigure accelerafia impusă de procesul acţionat.

Valoarea rezistenţelor treptelor de pornire poate fi calculată cu relaţia (2.99), conform căreia, pentru $M = M_{max}$, cu notaţiile din figura 2.48:

$$\frac{s_3}{s_4} = \frac{R_{p3}}{R_{2A}}\ ;\quad \frac{s_2}{s_3} = \frac{R_{p2}}{R_{p3}}\ ;\quad \frac{s_1}{s_2} = \frac{1}{s_2} = \frac{R_{p1}}{R_{p2}} \tag{2.103}$$

iar pentru $M = M_{min}$:

$$\frac{s_4}{s_5} = \frac{R_{p3}}{R_{2A}}\ ;\quad \frac{s_3}{s_4} = \frac{R_{p2}}{R_{p3}}\ ;\quad \frac{s_2}{s_3} = \frac{R_{p1}}{R_{p2}}\ .$$

Pe de altă parte, dreptele care trec prin punctele de intersecţie a două caracteristici reostatice oarecare cu cuplurile M_{max} şi M_{min} sînt concurente într-un punct M_H, de alunecare nulă, poziţia căruia nu depinde decît de valoarea acestor cupluri.

Într-adevăr, cu notaţiile din figura 2.48, ecuaţia dreptei CC' este

$$\frac{M - M_{min}}{M_{max} - M_{min}} = \frac{S - S_4}{S_3 - S_4}$$

iar a dreptei DD' este

$$\frac{M - M_{min}}{M_{max} - M_{min}} = \frac{S - S_3}{S_2 - S_3}.$$

Pentru $M = M_{max}$, $S_2 = \delta S_3$, iar pentru $M = M_{min}$, $S_3 = \delta S_4$, unde δ este raportul rezistențelor R_{p_1} și R_{p_2}. Dreptele CC' și DD' se intersectează cu dreapta $S = 0$ în punctul M_H, determinat de ecuația

$$\frac{M_{H_2} - M_{min}}{M_{max} - M_{min}} = -\frac{1}{\delta - 1}$$

și respectiv

$$\frac{M_{H_3} - M_{min}}{M_{max} - M_{min}} = -\frac{1}{\delta - 1}$$

adică, $M_{H_2} = M_{H_3} = M_H$.

Deplasarea axei cuplurilor cu M_H conduce la un grafic similar celui de la pornirea motoarelor de curent continuu cu excitație separată și deci rezistențele de pornire pot fi calculate similar.

Din relațiile (2.103) scrise generalizat pentru m trepte se obține, prin înmulțirea acestora:

$$S_{m+1} = \frac{R_{p_1}}{R_{2A}}.$$

Notînd

$$\delta = \frac{M_{max} - M_H}{M_{min} - M_H}$$

din triunghiurile M_HAB, $M_HA'B'$; $M_HA'C$; $M_HA'C'$ etc. asemenea între ele, cu $s_1 = 1$, se obține:

$$S_{m+1} = \frac{1}{\delta^m} \tag{2.105}$$

și deci

$$\delta = \sqrt[m]{\frac{1}{S_{m+1}}}. \tag{2.106}$$

Alunecarea s_{m+1} de pe caracteristica mecanică naturală se calculează din (2.97), rezultînd în unități relative:

$$s_{m+1} = \frac{s_K}{m_{max}} \left(\lambda - \sqrt{\lambda^2 - m_{max}^2}\right). \tag{2.107}$$

Treptele reostatului de pornire sînt în progresie geometrică cu rația δ și deci pot fi calculate cu relațiile (2.27) și (2.25) în care se înlocuiește r_A prin s_N.

Într-adevăr, rezistența proprie a rotorului este:

$$R_{2A} = \frac{E_{20}\, s_N}{\sqrt{3}\, I_{2N}}$$

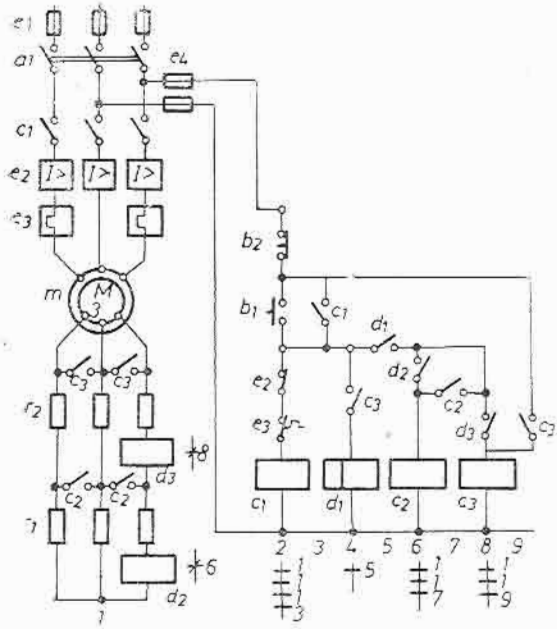


Fig. 2.49. Comanda pornirii reostatice în funcţie de curent a motoarelor asinerone cu inele.

iar rezistenţa nominală corespunde la $s = 1$;

$$R_{2N} = \frac{E_{20}}{\sqrt{3}\, I_{2N}}$$

şi deci

$$r_{2A} = \frac{R_{2A}}{R_{2N}} = s_N,$$

În aceste condiţii, pentru rezistenţa treptei x se utilizează relaţia

$$r_x = s_N\, \delta^{(m-x)}\, (\delta - 1) \tag{2.108}$$

iar rezistenţa totală de pornire r_{px},

$$r_{px} = \delta^{m-x+1} \cdot S_N. \tag{2.109}$$

În figura 2.49 este prezentată schema electrică pentru comanda automatizată a pornirii cu două trepte de rezistenţă şi relee de curent şi de timp.

Prin apăsarea butonului *b1* (întreruptorul *a1* închis), anclanşează contactorul *c1*, care conectează statorul motorului la reţea. Motorul porneşte, avînd introduse în circuitul rotoric rezistenţele r_1 şi r_2. Odată cu anclanşarea contactorului *c1* este pusă sub tensiune şi bobina releului de timp *d1*. Timpul de anclanşare al releului *d1* este superior celui al releului de accelerare *d2*, astfel încît c.n.d *d2* din circuitul *6* se va deschide înaintea închiderii contactului normal deschis *d1* din circuitul *5*. În acest mod, este blocată funcţionarea contactorului *c2* în timpul creşterii curentului de la zero la valoarea maximă I_{max}. Pe măsura accelerării motorului, curentul rotoric scade. La valoarea minimă I_{min} a acestui curent, releul de curent *d2* din circuitul *1* de-

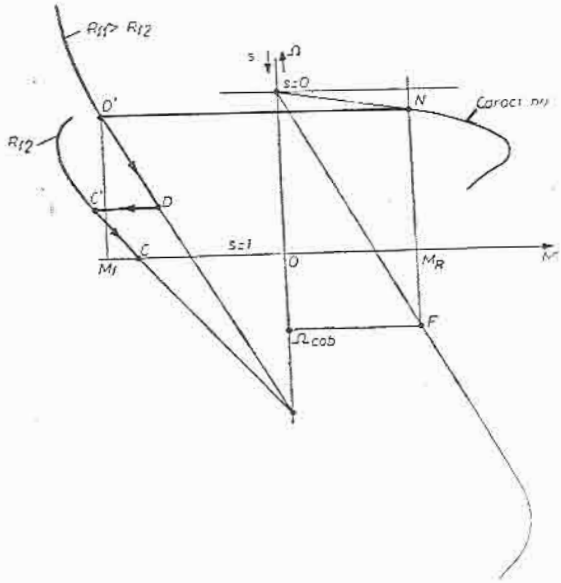


Fig. 2.50. Caracteristicile mecanice la frînarea contracurent a motoarelor asincrone.

clanşează şi pune sub tensiune bobina contactorului *c2* din circuitul *6*. Prin contactele sale din circuitul *7*, contactorul *c2* scurtcircuitează rezistenţa r_1. Curentul rotoric creşte din nou la valoarea maximă şi scade apoi spre valoarea minimă ş.a.m.d.

După scurtcircuitarea rezistenţei totale de pornire, contactul normal închis *c3* din circuitul *4*, se deschide şi scoate de sub tensiune contactoarele de accelerare şi releele de timp, alimentarea bobinei *c3* făcîndu-se prin propriul său contact normal deschis *c3* din circuitul *9*.

2.3.4. Regimurile de frînare ale motorului asincron

Maşina asincronă se caracterizează prin posibilităţi multiple de frînare electrică. Pe lîngă mijloacele utilizate la maşinile de curent continuu, frînare contracurent, dinamică şi recuperativă, motorul asincron permite realizarea unor regimuri de frînare specifice, ca de exemplu frînarea monofazată subsincronă.

2.3.4.1. *Frînarea contracurent.* Acest regim de frînare se realizează în două moduri, după cum sarcina este de tip reactiv sau de tip potenţial.

Pentru sarcini de tip reactiv, frînarea contracurent se realizează prin schimbarea conexiunii la reţea a două faze ale statorului, maşina fiind în funcţionare. În aceste condiţii, sensul de rotaţie al rotorului este contrar sensului corespunzător noii conexiuni, realizîndu-se un cuplu de frînare. În formula alunecării, viteza trebuie afectată cu semnul minus, alunecarea fiind supraunitară. Caracteristicile mecanice sînt indicate în figura 2.50. Pentru limitarea curenţilor din rotor este necesar să fie introduse în circuitul rotoric, rezistenţe suplimentare de frînare.

Pentru un cuplu de frînare dat $M_f = k_f M_N$, rezistența de frînare se calculează utilizînd în mod adecvat relația (2.97):

$$k_f = \frac{2\lambda}{\frac{s_{in}}{s_{kf}} + \frac{s_{kf}}{s_{in}}},$$

unde:

$$s_{in} = 2 - s_R = 2 - s_N m_R \quad \text{iar} \quad s_{kf} = \frac{s_k}{s_N}(s_N + r_f).$$

Efectuînd calculele, rezultă:

$$r_f = \frac{s_N \cdot s_{in}}{s_k \cdot k_f}\left(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - k_f^2}\right) - s_N. \tag{2.110}$$

Comanda automată a pornirii reostatice, frînării contracurent și reversării motorului asincron cu inele este indicată în figura 2.51.

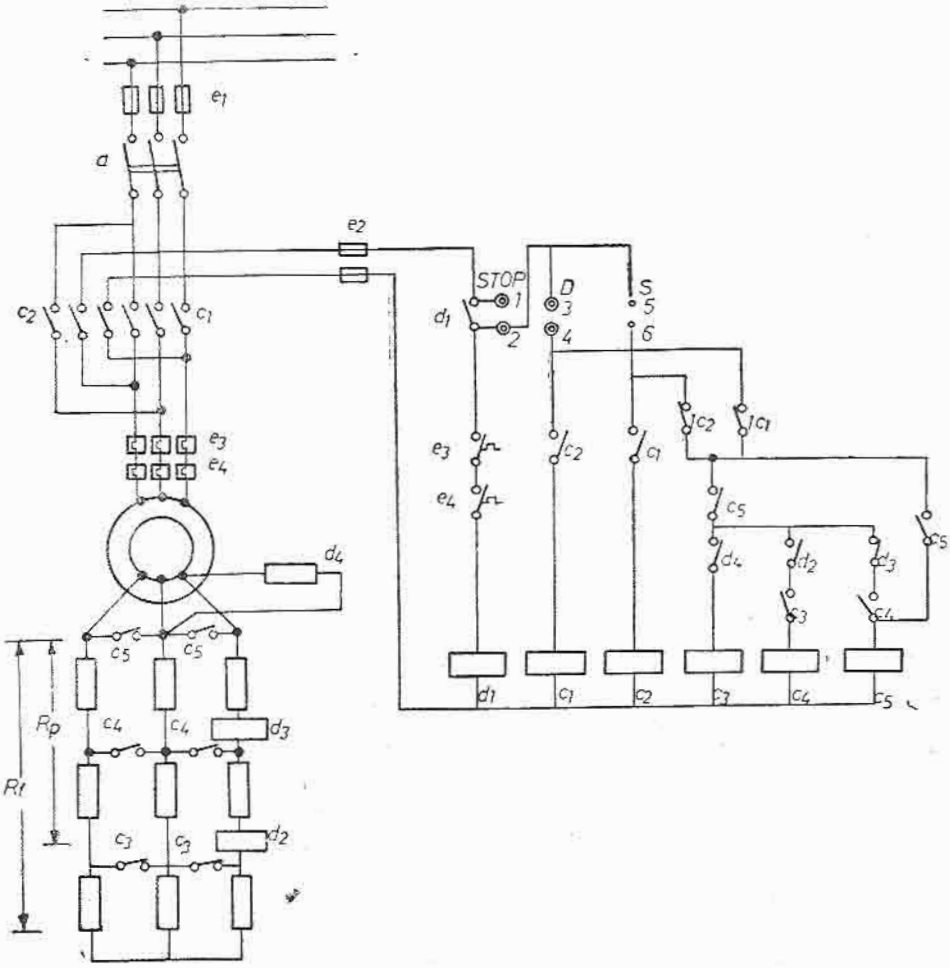


Fig. 2.51. Comanda pornirii reostatice și frînării contracurent a motoarelor asincrone cu inele.

La alimentarea schemei de comandă, releul de tensiune nulă *d1* anclanşează numai dacă controlerul se găseşte pe poziţia *1—2*. Pe celelalte poziţii ale controlerului, schema se alimentează prin contactul n.d.*d1*, astfel încît, orice cădere de tensiune sub limita admisibilă întrerupe alimentarea schemei de comandă şi nu permite pornirea decît dacă controlerul se află iniţial pe poziţia *1—2*.

Releul de alunecare *d4* este un releu minimal de tensiune alternativă, reglat la tensiunea de anclaşare $U_a\, d4 = 1{,}5\, E_{20}$, iar tensiunea de declanşare $U_d\, d4 = E_{20}$. Tensiunea la inele fiind $U_2 = sE_{20}$, releul va anclanşa în momentul iniţial frînării contracurent (cînd $s = 2$) şi va declanşa în momentul trecerii prin zero a vitezei de rotaţie (cînd $s = 1$).

Pentru a porni motorul în direcţia spre dreapta, controlerul se pune pe poziţia „Dreapta", deci se închide contactul *3—4*, contactorul *c1* primeşte alimentare şi conectează statorul la reţea. Prin închiderea contactului său *1 c1* se alimentează contactorul *c3* care scurtcircuitează treapta $R_f - R_p$. Are loc apoi pornirea în mod analog cu cea descrisă la figura 2.49 (nu s-au mai figurat releele de timp, pentru a uşura înţelegerea schemei).

Pentru frînare contracurent şi inversare, controlerul este trecut de pe poziţia „Dreapta" pe poziţia „Stînga", ceea ce duce la deschiderea contactelor *c1* şi conectarea statorului la reţea, prin contactele *c2* în regim de frînare contracurent. Cum alunecarea devine $s \simeq 2$, releul *d4* anclanşează şi contactul său n.î. se deschide şi împiedică alimentarea contactorului *c3*. Frînarea are loc cu întreaga rezistenţă de frînare R_f, în serie cu rotorul, pînă la oprirea motorului. În acest moment, $s = 1$, releul *d4* declanşează, permiţînd alimentarea contactorului *c3*, ceea ce permite pornirea motorului în sens contrar.

Oprirea cu frînare contracurent se execută prin trecerea controlerului din nou pe poziţia *0*, cînd în regimul de funcţionare de mai sus, motorul s-a oprit.

Pentru sarcini de tip potenţial, frînarea contracurent se realizează prin introducerea în circuitul rotoric a unor rezistenţe de frînare, suficient de mari pentru ca la sarcina M_R alunecarea să fie supraunitară (fig. 2.50, pct.*F*).

2.3.4.2. *Frînarea în cîmp excitat de curent continuu* sau *dinamică* se realizează prin separarea înfăşurării statorice de la reţeaua trifazată cu întreruptorul *a1* şi conectarea ei la o sursă de curent continuu, cu întreruptoarele *a2* şi *a3* (fig. 2.52). În stator, se produce un cîmp magnetic fix, care induce tensiuni în rotorul mobil, antrenat de cuplul mecanismului de lucru. Maşina asincronă *m1* funcţionează ca un generator sincron cu frecvenţă variabilă, determinată de viteza cu care este rotită maşina electrică. Energia primită pe la arbore se transformă în căldură în rezistenţa circuitului rotoric.

Comparativ cu frînarea în contracurent, la acest procedeu este necesară, în plus, sursa de c.c., iar efectul de frînare nu este atît de puternic la viteze mici, anulîndu-se la $\Omega = 0$. În

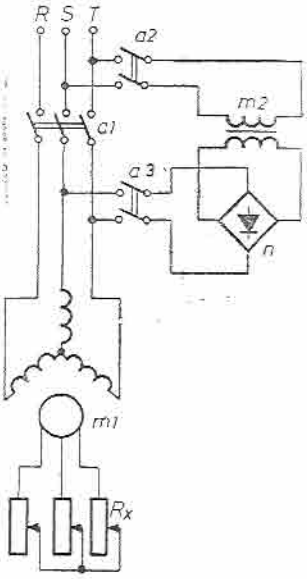


Fig. 2.52. Schema unei acţionări cu maşină asincronă cu inele şi frînare dinamică.

schimb, pierderea este mai mică, nu apare pericolul reversării, iar posibilitatea de reglare a efectului de frînare este mai bună.

Frînarea în cîmp excitat de curent continuu se aplică la oprirea mecanismelor cu moment de inerţie mare, la coborîrea greutăţilor etc., întîlnindu-se, spre exemplu, în schemele de acţionare ale maşinilor unelte şi maşinilor de extracţie minieră.

Posibilităţile de conectare a înfăşurării statorice la sursa de c.c. cu diagramele corespunzătoare de însumare a fundamentalelor solenaţiilor în valori relative, sînt prezentate în figura 2.53.

Funcţionarea maşinii în regim de frînă dinamică se analizează făcînd echivalarea cu funcţionarea în regim de motor. În acest scop, se consideră că înfăşurarea statorică este parcursă, în loc de curentul continuu I, de un sistem de curenţi trifazat simetric echivalent, avînd valoarea efectivă I_1. Curentul I_1 se calculează astfel încît să producă aceeaşi amplitudine θ_1 a solenaţiei ca şi curentul continuu, $\theta = N_1\,\theta_1$, N_1 fiind numărul de spire al fazei statorice.

Cîmpul fiind fix faţă de stator, se defineşte alunecarea în ipoteza teoretică a rotirii întregii maşini, în sensul de rotaţie al rotorului, cu viteza sincronă Ω_0. Astfel rezultă:

$$s = \frac{\Omega_0 - (\Omega_0 + \Omega)}{\Omega_0} = -\frac{\Omega}{\Omega_0}.$$

Efectuînd calculele în condiţiile arătate, ecuaţia caracteristicilor $M = f(s)$ rezultă sub o formă asemănătoare funcţionării ca motor. Caracteristicile $M = f(s)$ pentru diferite valori ale rezistenţei R_X şi curentului I sînt reprezentate în figura 2.54.

Schema de comandă a frînării dinamice, pentru un motor asincron cu rotorul în scurtcircuit este indicată în figura 2.55. Pentru pornire se acţionează asupra butonului *b1* (cu întreruptorul *a1* închis); motorul va fi

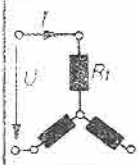
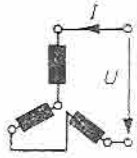
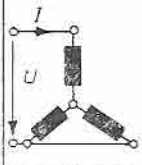
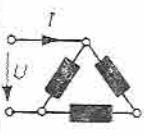
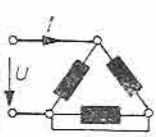
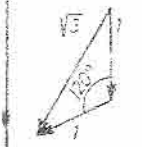
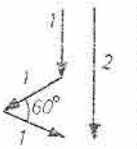
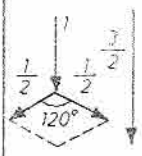
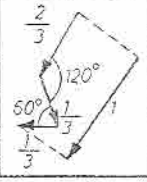
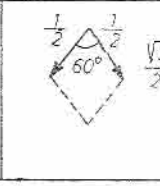
	I	II	III	IV	V
Schema de alimentare în c.c.					
Rezistenţa totală	$2R_1$	$3R_1$	$\frac{3}{2}R_1$	$\frac{2}{3}R_1$	$\frac{1}{2}R_1$
Diagrame de însumare a solenaţiilor statorice $\frac{\theta}{NI}$					
$\frac{\theta_1}{N_1 I_1}$ (s)	$\frac{3}{2}\sqrt{2}$				
$(\theta = \theta_1)$: $\frac{I}{I_1}$	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}}$	$\sqrt{2}$	$\frac{3}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{6}$

Fig. 2.53. Posibilităţi de frînare în cîmp excitat de curent continuu.

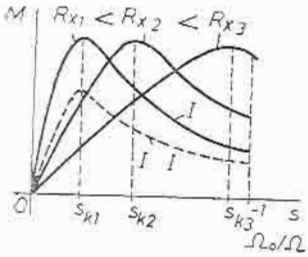


Fig. 2.54. Caracteristicile mecanice la frînarea în cîmp excitat de curent continuu.

alimentat prin intermediul contactorului *c1*. Releul de timp *d* din circuitul *5* anclanşează şi închide contactul n.d. cu temporizare la deschidere din circuitul *6*. Pentru oprirea cu frînare dinamică, cu motorul în funcţie (*c1* anclanşat) se apasă butonul *b2*, alimentînd astfel contactorul *c2* care scoate de sub tensiune pe *c1*. Motorul este deconectat de la reţea şi alimentat pe două faze în stator cu curent continuu de la puntea redresoare *n*. Simultan cu anclanşarea contactorului *c2*, releu *d* pierde alimentarea şi începe temporizarea de deschidere a contactului său din circuitul *6*. Timpul de deschidere trebuie să fie ceva mai mare decît timpul de frînare. În acest fel, după terminarea frînării contactorul *c2* este scos de sub tensiune. Pentru oprirea fără frînare dinamică, se apasă pe butonul *b3* şi motorul este deconectat de la reţea.

2.3.4.3. *Frînarea suprasincronă* sau frînarea cu *recuperare*, apare atunci cînd maşina asincronă este antrenată cu o viteză mai mare decît viteza sincronă $\Omega > \Omega_0$ şi, ca urmare, funcţionează în regim de generator, frînînd mecanismul de lucru.

Spre exemplu, la un mecanism de ridicat, pentru coborîre se schimbă sensul vitezei prin succesiunea fazelor tensiunii de alimentare. În intervalul de timp în care $|\Omega| < |\Omega_0|$ are loc accelerarea greutăţii şi maşina func-

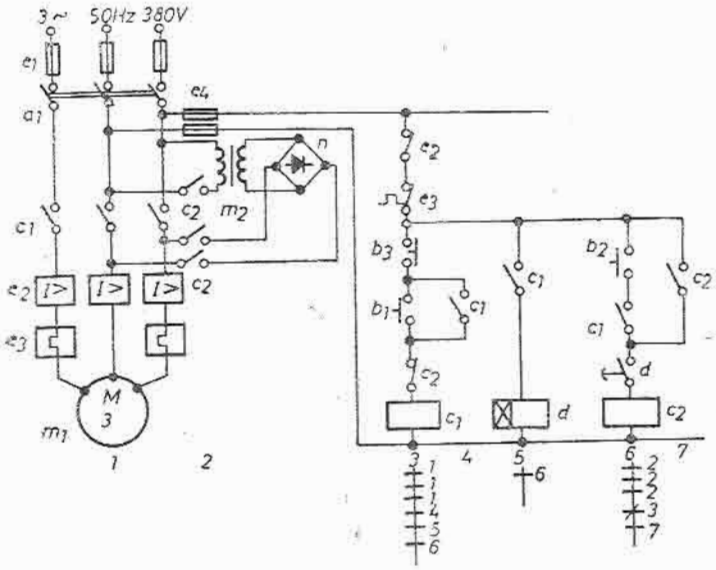


Fig. 2.55. Comanda pornirii şi frînării dinamice a motoarelor asincrone cu rotorul în colivie.

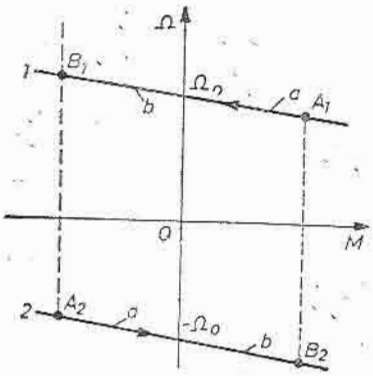


Fig. 2.56. Caracteristici de frînare prin recuperarea energiei.

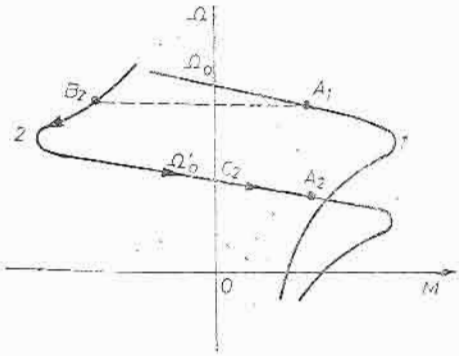


Fig. 2.57. Caracteristicile mecanice la frînarea prin recuperare de energie.

ţionează ca motor pe caracteristica *2a* (fig. 2.56). Cînd $|\Omega| > |\Omega_0|$, cuplul schimbă de semn şi devine cuplu de frînare pentru greutatea în coborîre, funcţionarea avînd loc pe porţiunea *2b*, unde se stabilizează în punctul B_2. În cazul coborîrii unui vehicul pe o pantă, funcţionarea trece de pe caracteristica *1* de pe porţiunea *a* din punctul A_1, pe porţiunea *b*, stabilizîndu-se în punctul B_1, unde maşina funcţionează ca generator, frînînd cu viteza $\Omega > \Omega_0$.

La acest procedeu de frînare, marele avantaj constă în faptul că energia mecanică este transformată în energie electrică şi furnizată reţelei de alimentare, deci este recuperată. Un dezavantaj îl constituie faptul că frînarea cu recuperare nu poate avea loc la viteze mai mici ca viteza sincronă a caracteristicii mecanice pe care se face frînarea. De aceea, această metodă se aplică asociată cu alte procedee de frînare.

Realizînd caracteristici mecanice cu viteze sincrone $\Omega_0' < \Omega_0$, prin modificarea frecvenţei sau a numărului de perechi de poli, se extinde domeniul de aplicare a frînării recuperative. Spre exemplu, dacă maşina asincronă funcţionează în punctul A_1 în regim de motor (fig. 2.57), pe caracteristica *1* şi apoi se dublează numărul de perechi de poli, punctul de funcţionare trece în B_2, pe caracteristica *2*. Viteza scade pînă la obţinerea regimului stabilizat, la $M = M_R$, în punctul A_2. În intervalul $B_2 - C_2$ are loc frînarea cu recuperare, iar în intervalul $C_2 - A_2$, maşina funcţionează din nou în regim de motor.

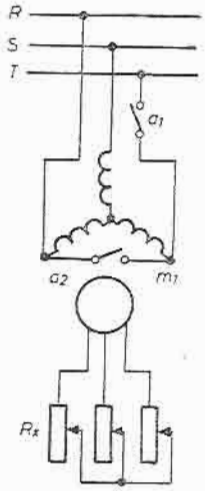


Fig. 2.58. Frînarea monofazată subsincronă

2.3.4.4. *Frînarea monofazată* reprezintă un caz limită de *alimentare trifazată nesimetrică*, prin care, la o anumită valoare a rezistenţei introdusă în circuitul rotorului maşinii asincrone cu inele se obţine efectul de frînare. Acest procedeu, denumit şi *frînarea subsincronă monofazată* se aplică adeseori la acţionarea podurilor rulante. Frînarea se obţine (fig. 2.58) prin deschiderea întreruptorului *a1* ; prin închiderea lui *a2* (*a1* deschis) se realizează altă variantă de schemă de frînare.

Pentru studiul fenomenelor în cazul general al alimentării nesimetrice, făcînd abstracţie de armonicile

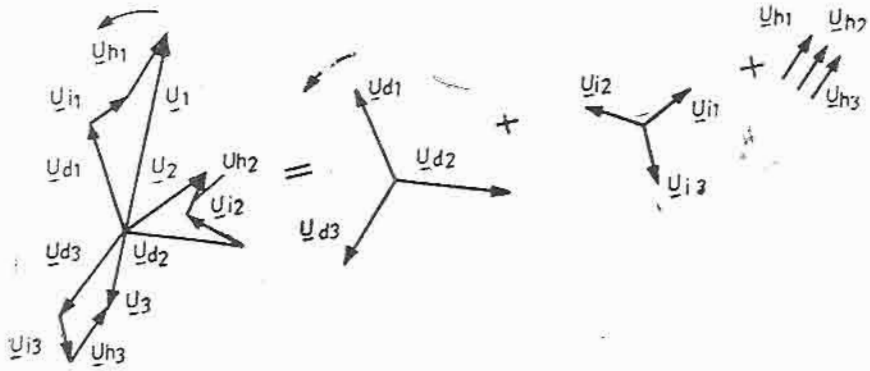


Fig. 2.59. Explicativă la alimentarea trifazată nesimetrică în vederea frînării.

superioare, sistemul trifazat nesimetric de tensiuni: $\underline{U}_1$, $\underline{U}_2$, $\underline{U}_3$ poate fi descompus în trei sisteme de tensiuni simetrice fictive: a) *un sistem de secvență directă*, $\underline{U}_{d_1}$, $\underline{U}_{d_2}$, și $\underline{U}_{d_3}$; b) *un sistem de secvență inversă* $\underline{U}_{i_1}$, $\underline{U}_{i_2}$ și $\underline{U}_{i_3}$; c) *un sistem homopolar* $\underline{U}_{h_1}$, $\underline{U}_{h_2}$ și $\underline{U}_{h_3}$ (fig. 2.59). Fiecărui sistem de tensiuni îi corespunde cîte un sistem de curenți și cîte un cîmp magnetic care determină componentele cuplului electromagnetic rezultant.

Utilizînd operatorul complex $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$, cu modulul $a = 1$, se poate scrie sistemul de ecuații:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{U}_h + \underline{U}_d + \underline{U}_i \\ \underline{U}_2 &= \underline{U}_h + a^2\underline{U}_d + a\underline{U}_i \\ \underline{U}_3 &= \underline{U}_h + a\underline{U}_d + a^2\underline{U}_i \end{aligned} \tag{2.111}$$

din care se obține:

$$\begin{aligned} \underline{U}_h &= \frac{1}{3}(\underline{U}_1 + \underline{U}_2 + \underline{U}_3) \\ \underline{U}_d &= \frac{1}{3}(\underline{U}_1 + a\underline{U}_2 + a^2\underline{U}_3) \\ \underline{U}_i &= \frac{1}{3}(\underline{U}_1 + a^2\underline{U}_2 + a\underline{U}_3) \end{aligned} \tag{2.112}$$

Un sistem simetric de tensiuni produce un sistem simetric de curenți, astfel că:

$$\underline{I}_h = \underline{Y}_h\,\underline{U}_h, \quad \underline{I}_d = \underline{Y}_d\,\underline{U}_d, \quad \underline{I}_i = \underline{Y}_i\,\underline{U}_i \tag{2.113}$$

unde $\underline{Y}_d$ și $\underline{Y}_i$ reprezintă admitanțele fazei la alunecarea s, respectiv $(2-s)$, iar $\underline{Y}_h$ admitanța corespunzătoare sistemului homopolar. Sistemul de curenți nesimetrici se obține din relațiile:

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= \underline{I}_h + \underline{I}_d + \underline{I}_i = \underline{Y}_h\underline{U}_h + \underline{Y}_d\underline{U}_d + \underline{Y}_i\underline{U} \\ \underline{I}_2 &= \underline{I}_h + a^2\underline{I}_d + a\underline{I}_i = \underline{Y}_h\underline{U}_h + a^2\underline{Y}_d\underline{U}_d + a\underline{Y}_i\underline{U}_i \\ \underline{I}_3 &= \underline{I}_h + a\underline{I}_d + a^2\underline{I}_i = \underline{Y}_h\underline{U}_h + a\underline{Y}_d\underline{U}_d + a^2\underline{Y}_i\underline{U}_i \end{aligned} \tag{2.114}$$

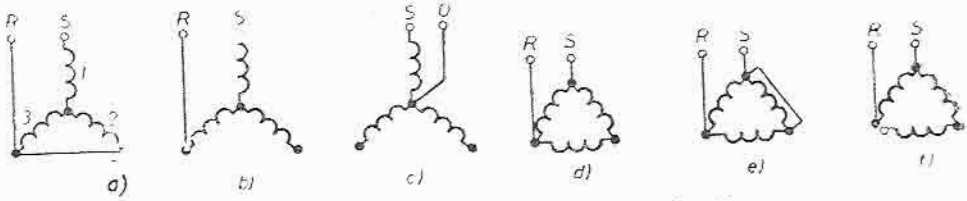


Fig. 2.60. Posibilități de alimentare monofazată.

Cunoscînd $\underline{U}_1$, $\underline{U}_2$, $\underline{U}_3$, din ecuațiile (2.112) — (2.114) se determină curenții și componentele simetrice ale tensiunilor.

În figura 2.60 sînt arătate 6 din posibilitățile de conectare a statorului pentru frînarea subsincronă monofazată.

Cunoscînd componentele tensiunilor, se poate calcula cuplul de frînare dezvoltat de mașina asincronă de acționare:

$$M = M'_h + M'_d + M'_i = \left(\frac{3U_h}{U_N}\right)^2 M_h + \left(\frac{U_d}{U_N}\right)^2 M_d + \left(\frac{U_i}{U_N}\right)^2 M_i, \quad (2.115)$$

unde M_h, M_d și M_i sînt cuplurile homopolar, direct și invers, corespunzătoare tensiunii nominale U_N, la alunecarea s.

În cazul în care conexiunea nu conține componente homopolare, cuplul se determină pe baza relațiilor (2.94) și (2.115):

$$M = \frac{2M_{kd}(1+b)}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2b} - \frac{2M_{ki}(1+b)}{\frac{2-s}{s_k} + \frac{s_k}{2-s} + 2b}, \quad (2.116)$$

unde:

$$M_{kd} = M_k\left(\frac{U_d}{U_N}\right)^2; \qquad M_{ki} = M_k\left(\frac{U_i}{U_n}\right)^2. \quad (2.117)$$

Schema din figura 2.60, a este una dintre cele mai folosite pentru frînarea monofazată. În acest caz, $U_2 = 0$, iar din relațiile (2.112), cu $\underline{U}_2 = \underline{U}_3$, rezultă:

$$\underline{U}_d = \frac{1}{3}\underline{U}_1 + (a + a^2)\underline{U}_2 \quad \text{și} \quad \underline{U}_i = \frac{1}{3}\underline{U}_1 + (a^2 + a)\underline{U}_2,$$

și cum $1 + a + a^2 = 0$, relațiile tensiunilor simetrice devin:

$$\underline{U}_d = \frac{1}{3}(\underline{U}_1 - \underline{U}_2) \quad \text{și} \quad \underline{U}_i = \frac{1}{3}(\underline{U}_1 - \underline{U}_2). \quad (2.118)$$

Ca urmare, M_{kd} este egal cu M_{ki}, caracteristicile cuplurilor $M = M'_d + M'_i$ fiind reprezentate în figura 2.61. Figura 2.61, a, corespunde cazului $R_x = 0$, mașina funcționînd în regim motor, iar figura 2.61, b cazului $R_x \neq 0$ și suficient de mare pentru ca alunecarea critică să fie supraunitară.

Cuplul rezultant M din figura 2.61, b, dat de ordonatele suprafeței hașurate, are semn contrar cuplului motor M din figura 2.61, a, deci este

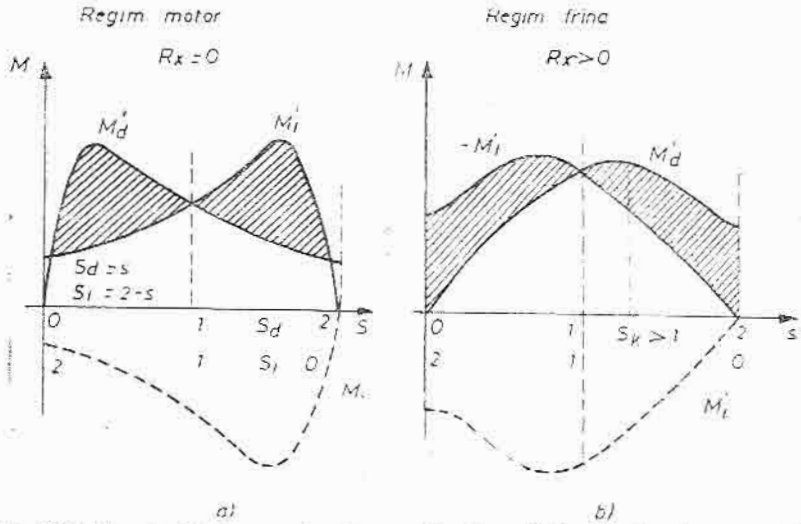


Fig. 2.61. Caracteristici mecanice în cazul alimentării monofazate a maşinii asincrone cu inele.

un cuplu de frînare. În figura 2.62 sînt reprezentate caracteristici mecanice pentru diferite valori ale rezistenţei R_x.

Frînarea subsincronă are avantajul că este simplă nu poate să apară reversarea în sens nedorit şi panta caracteristicilor este mai mică decît la frînarea în contracurent. Posibilităţile de modificare a efectului de frînare sînt însă mai reduse ca la frînarea în curent continuu. Cuplul maxim de frînare este mai mic decît la funcţionarea în regim de motor, spre exemplu, de trei ori în cazul schemei din figura 2.62, *a*.

2.3.4.5. *Frînarea prin inversarea alimentării unei faze* se face conform schemei din figura 2.63, *a*. Diagrama fazorială este arătată în figura 2.63, *b*.

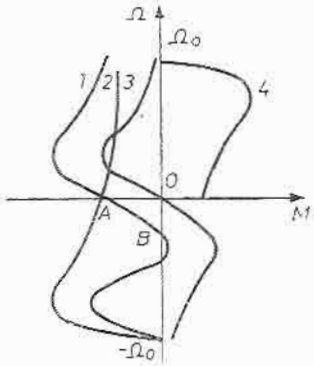


Fig. 2.62. Caracteristici mecanice de frînare monofazată subsincronă.

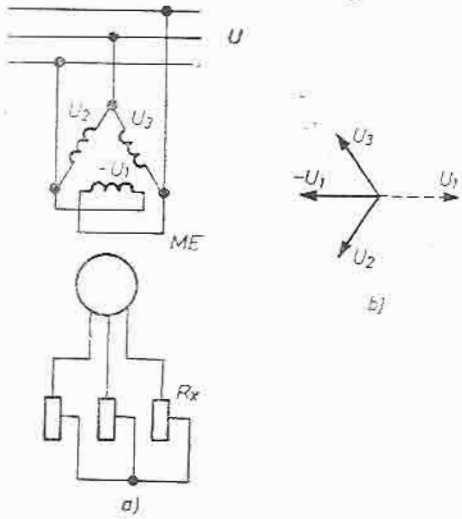


Fig. 2.63. Schemă de frînare prin inversarea alimentării unei faze.

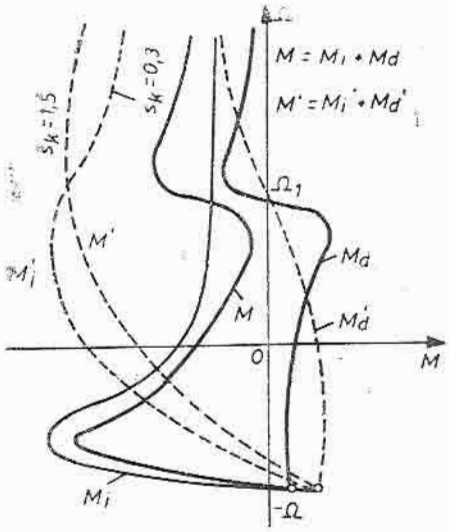


Fig. 2.64. Caracteristici mecanice la frînarea prin inversarea alimentării unei faze.

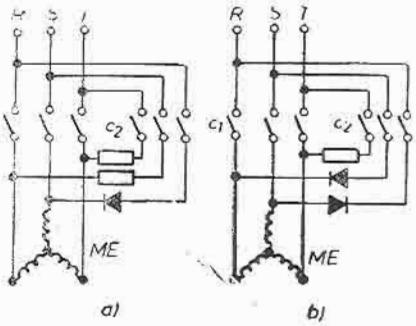


Fig. 2.65. Frînarea prin alimentarea simultană cu două feluri de curenţi.

Notînd cu $\underline{U}$ tensiunea între faze, rezultă expresiile:

$$\underline{U}_1 = -\underline{U}, \qquad \underline{U}_2 = a^2\underline{U}, \qquad \underline{U}_3 = a\underline{U}$$

care, împreună cu (2.112) conduc la următoarele rezultate:

$$\underline{U}_h = \frac{1}{3}\,\underline{U}\,(-1 + a^2 + a) = -\frac{2}{3}\,\underline{U}$$

$$\underline{U}_d = \frac{1}{3}\,\underline{U}(-1 + a^3 + a^3) = \frac{1}{3}\,\underline{U} \qquad (2.119)$$

$$\underline{U}_i = \frac{1}{3}\,\underline{U}(-1 + a^4 + a^2) = -\frac{2}{3}\,\underline{U}$$

Cuplurile fiind proporţionale cu pătratul tensiunii, rezultă că cuplul critic direct scade la 1/9, iar cel invers şi homopolar la 4/9. Cuplul homopolar poate fi eliminat dacă rotorul se leagă în stea, în caz care, apar curenţi homopolari numai în stator.

Din caracteristicile mecanice (fig. 2.64) se observă că pentru a avea un efect pronunţat de frînare este necesară o rezistenţă R_x suficient de mare, intercalată în rotor, cum este în cazul caracteristicii $M'(\Omega)$.

Cu acest montaj se poate obţine un cuplu de frînare mai mare ca la frînarea monofazată. Ca dezavantaje se menţionează posibilitatea apariţiei de curenţi mari, mai ales în faza inversată şi pierderi în rezistenţa rotorică.

2.3.4.6. *Frînarea prin alimentare simultană cu două feluri de curenţi* se realizează prin suprapunerea frînării prin conexiuni contrare cu frînarea în curent continuu. Prin înfăşurarea statorică trec simultan curenţi aleternativi peste care se suprapune o componentă continuă. În figura 2.65, sînt arătate două din schemele posibile pentru acest tip de alimentare. Frînarea se comandă prin deschiderea contactelor *c1* şi închiderea contacte-

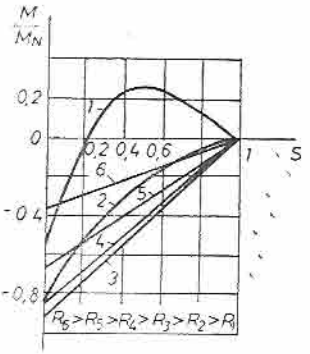


Fig. 2.66. Obţinerea caracteristicii mecanice la frînarea prin alimentare cu două feluri de curenţi.

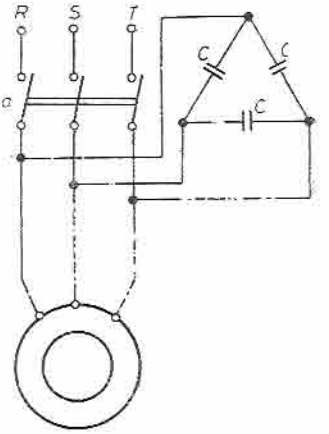


Fig. 2.67. Frînarea în regim autoexcitat.

lor *c2*. Caracteristica mecanică *1* din figura 2.66 se obţine prin însumarea algebrică a caracteristicii de frînare prin conexiuni contrare *2* cu cea de frînare în cîmp excitat de curent continuu *3*. Se obţine un efect de frînare puternic.

2.3.4.7. *Frînarea în regim de generator autoexcitat.* Maşina asincronă se deconectează de la reţea şi rămîne conectată la o baterie de condensatoare, trecînd în regim de generator autoexcitat (fig. 2.67).

2.3.5. Procese tranzitorii la pornirea şi frînarea motorului asincron

Studiul analitic al proceselor tranzitorii pentru acţionările cu maşini asincrone este complicat, datorită numărului mare de ecuaţii şi numeroşilor parametri care intervin. Problema se rezolvă riguros utilizînd ecuaţiile în regim dinamic. De aceea, se recurge adeseori la metode grafoanalitice sau la examinarea proceselor tranzitorii cu ajutorul calculatorului numeric sau analogic. Variaţia curenţilor tranzitorii datoraţi fenomenului electromagnetic la conectare şi deconectare are loc foarte repede; de aceea, fenomenul electromagnetic se neglijează adeseori în cercetarea proceselor tranzitorii la acţionările cu maşini asincrone. Cazul în care caracteristica mecanică $M = f(s)$ poate fi aproximată liniară şi unele metode de calcul grafic şi prin programare pe calculator au fost tratate în paragraful 1.2.

Dacă procesul tranzitoriu cuprinde şi alunecări $s > s_k$, cum este cazul acţionărilor cu maşini asincrone cu rotorul în colivie, trebuie considerată expresia completă a caracteristicii mecanice.

Utilizînd expresia caracteristicii mecanice (2.94) ecuaţia generală a mişcării pentru instalaţiile acţionate de motoare asincrone este:

$$\frac{2M_k(1+b)}{\frac{s}{s_k}+\frac{s_k}{s}+2b} = J\frac{d\Omega}{dt} + M_R. \qquad (2.120)$$

Exprimînd viteza de rotaţie în funcţie de alunecare, ecuaţia devine, în unităţi relative:

$$\frac{2\lambda(1+b)}{\frac{s}{s_k}+\frac{s_k}{s}+2b} = -J\frac{\Omega_0}{M_N}\frac{ds}{dt} + m_R \tag{2.121}$$

Pentru început, să considerăm cazul pornirii în gol ($m_R = 0$). Ecuaţia (2.121) devine, după unele transformări simple:

$$dt = -J\frac{\Omega_0}{\lambda M_N}\cdot\frac{1}{2(1+b)}\left(\frac{s}{s_k}+\frac{s_k}{s}+2b\right)ds.$$

Notînd $T_m = J\frac{\Omega_0}{\lambda M_N}$ constanta electromecanică de timp şi integrînd de la $s = s_{in}$ pînă la s:

$$t = \frac{T_m}{2(1+b)}\left[\frac{s_{in}^2 - s^2}{2s_k} + s_k \ln\frac{s_{in}}{s} + 2b\,(s_{in} - s)\right] \tag{2.122}$$

În cazul motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit, timpul de pornire se obţine avînd în vedere că $s_{in} = 1$ şi $s = 0{,}05$ (la $s = 0$ se obţine timpul de pornire infinit):

$$t_p = \frac{T_m}{2(1+b)}\left[\frac{1}{2s_k} + s_k \ln 20 + 2b)\right] \tag{2.123}$$

Timpul minim de accelerare se obţine pentru motoare a căror alunecare critică are valoarea $s_k = 0{,}407$. Într-adevăr, derivînd relaţia (2.123) în raport cu alunecarea critică, se obţine timpul de pornire minim pentru valoarea $s_{k_0} = \sqrt{\frac{1}{2\ln 20}} = 0{,}407$. Timpul de oprire la frînare contracurent se obţine din (2.122), în care $s_{in} = 2$ şi $s = 1$;

$$t_f = \frac{T_m}{2(1+b)}\left[\frac{3}{2s_k} + s_k \ln 20 + 2b\right] \tag{2.124}$$

Procedînd ca mai sus, se obţine pentru alunecarea critică, corespunzătoare timpului minim de frînare, valoarea $s_{k_0} = 1{,}47$.

Pe baza relaţiilor deduse s-au reprezentat în figura 2.68 curbele $\frac{\Omega}{\Omega_0} = f\left(\frac{t_p}{T_m}\right)$ pentru diferite valori ale alunecării critice s_k. Se observă că, atît la valori mici cît şi la valori mari, pentru s_k, accelerаţia este mică. Pentru o pornire rapidă, valoarea optimă este: $s_{k_0} = 0{,}4 - 0{,}5$. Modul cum depinde durata pornirii de s_k se vede în figura 2.69, în care s-au reprezentat curbele $t_p/T_m = f(s_k)$ pentru diferite valori ale alunecării finale s. Apare evidentă valoarea optimă s_{k_0}, pentru care rezultă t_p minim.

În concluzie, la acţionările cu maşini asincrone cu rotorul în colivie, pentru a se obţine porniri, frînări şi reversări rapide, sînt necesare alunecări critice mari. Pentru a realiza valorile optime s_{k_0}, este necesară mărirea rezistenţei rotorice. Astfel de maşini sînt necesare la centrifuge, căi cu role pentru laminoare etc. Tot în acest scop, trebuie ca, constanta T_m să fie cît mai mică. Trebuie însă avut în vedere faptul că mărirea rezistenţei rotorice duce la scăderea randamentului maşinii şi scumpirea sa. Se mai observă

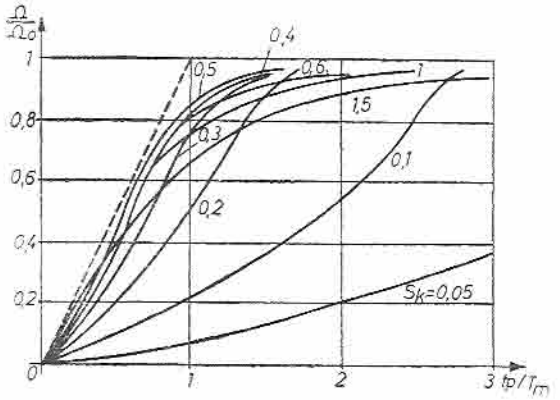


Fig. 2.68. Curbe evidenţiind desfăşurarea procesului tranzitoriu la pornire.

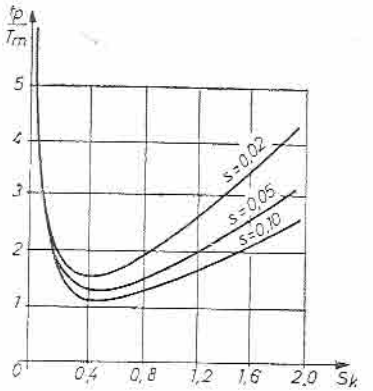


Fig. 2.69. Determinarea alunecării critice pentru obţinerea timpului minim de pornire.

că timpii minimi de pornire şi frînare se obţin la valori mult diferite ale alunecării critice s_{k_0}.

În cazul pornirii în sarcină, notînd $\alpha = \frac{m_R}{2\lambda}$, ecuaţia (2.121) devine, cu $b = 0$, după unele transformări simple:

$$dt = \frac{T_m}{2\alpha} \cdot \frac{s^2 + s_k^2}{\alpha s^2 - s_k s + \alpha s_k^2} \, ds \tag{2.125}$$

a cărei soluţie este:

$$t_p = \frac{T_m}{2\alpha}\left[s - s_{in} + \frac{s_2}{\sqrt{1-4\alpha^2}} \ln \frac{s_2 - s}{s_2 - s_{in}} + \frac{s_1}{\sqrt{1-4\alpha^2}} \ln \frac{s_{in} - s_1}{s - s_1}\right] \tag{2.126}$$

unde s_1 şi s_2 reprezintă alunecările corespunzătoare cuplului static pe porţiunea stabilă, respectiv porţiunea nestabilă a caracteristicii mecanice:

$$s_{1,2} = \frac{s_k}{2\alpha}\left(1 \mp \sqrt{1 - 4\alpha^2}\right).$$

În cazul pornirii reostatice în sarcină, relaţia (2.126) trebuie aplicată succesiv, calculînd pentru fiecare treaptă valorile s_k, s_1 şi s_2, procesul de pornire fiind considerat terminat cînd $s = 0{,}05$. În cazul frînării contracurent, considerînd cazul general cînd cuplul de sarcină se opune mişcării, se porneşte de la ecuaţia diferenţială (2.120), atribuind lui M_s semnul minus. Integrînd pe intervalul s_{in} şi s se obţine relaţia:

$$t = \frac{T_m}{2\alpha}\left[s_{in} - s - \frac{s_2}{\sqrt{1-4\alpha^2}} \ln \frac{s_{in} + s_2}{s + s_2} + \frac{s_1}{\sqrt{1-4\alpha^2}} \ln \frac{s_{in} + s_1}{s + s_1}\right]. \tag{2.127}$$

Se calculează în acest caz timpul de frînare, cu $s_{in} = 2$ şi $s = 1$. Aplicarea relaţiilor (2.126) şi (2.127) conduce la calcule laborioase. Deoarece pornirea reostatică are loc pe porţiunile relativ liniare ale caracteristicilor mecanice, se poate considera:

$$M = \frac{2\lambda M_N s}{s_k}$$

ecuația diferențială (2.121) devenind în unități relative:

$$J \frac{\Omega_0}{M_k} \frac{s_k}{2} \frac{ds}{dt} + s = m_R \frac{s_k}{2\lambda} \cdot$$

Notînd:

$$T_{mx} = T_m \frac{s_{kx}}{2}; \qquad s_{kx} = s_k \frac{r_{px}}{s_N}, \tag{2.128}$$

soluția ecuației diferențiale este

$$m = (m_{in} - m_R)\, e^{-\frac{t}{T_{mx}}} + m_R \tag{2.129}$$

pentru cuplu. Timpul de accelerare pe treapta x este dat de

$$t_{px} = T_{mx} \ln \frac{m_{max} - m_R}{m_{min} - m_R} \tag{2.130}$$

relație care poate fi scrisă și sub forma:

$$t_{px} = \frac{T_m}{2} \cdot s_k\, \delta^{m-x+1} \ln \frac{m_{max} - m_R}{m_{min} - m_R} \tag{2.131}$$

deoarece $T_{mx} = J \frac{\Omega_0}{2\lambda M_N} s_{kx}$ și

$$\frac{s_{kx}}{s_k} = \frac{r_{px}}{r_{2A}} = \frac{s_N\, \delta^{m-x+1}}{s_N} = \delta^{m-x+1}$$

și deci, $s_{kx} = s_k\, \delta^{m-x+1}$.

În regim de frînare contracurent urmărind același procedeu și ținînd seama că la $\Omega = 0$ corespunde

$$m_0 = \frac{2\lambda}{s_{kf}} \tag{2.132}$$

rezultă pentru timpul de frînare:

$$t_f = T_{mf} \ln \frac{m_f + m_R}{m_0 + m_R} \tag{2.133}$$

cu:

$$T_{mf} = \frac{T_m s_{kf}}{2} \cdot \tag{2.134}$$

A.2.13. Pentru motorul asincron cu inele avînd $P_N = 23$ kW; $n_N = 725$ rot/min; $I_{2N} = 48{,}1$ A; $E_{20} = 310$ V și $\lambda = 3{,}5$ care antrenează mecanismul de deplasare al unui pod rulant la o sarcină $M_R = 0{,}9\, M_N$ să se dimensioneze rezistențele de pornire și de frînare contracurent și să se calculeze durata pornirii și frînării. Pornirea se face la $M_{max} = 3M_N$, iar frînarea contracurent la $M_{fin} = 0{,}5\, M_N$. Momentul de inerție raportat are valoarea $J_{rap} = 3$ kgm^2.

Rezolvare. Cuplul nominal este $M_N = \frac{P_N}{\Omega_N} = \frac{23 \cdot 10^3}{\pi\, 725} 30 = 302{,}94$ Nm, iar alunecarea nominală $s_N = \frac{750 - 725}{750} = 0{,}033$. Alunecarea corespunzătoare cuplului de răsturnare pe ca-

racteristica naturală $s_k = s_N(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) = 0{,}033\,(3{,}5 + \sqrt{3{,}5^2 - 1}) = 0{,}226$. Viteza de mers în gol este $\Omega_0 = \dfrac{\pi \cdot 750}{30} = 78{,}5\ s^{-1}$.

Alunecarea corespunzătoare cuplului M_{max}, pe caracteristica naturală este:

$$s_{m+1} = \frac{s_k}{m_{max}}(\lambda - \sqrt{\lambda^2 - m_{max}^2}) = 0{,}226\,\frac{3{,}5 - \sqrt{3{,}5^2 - 3^2}}{3} = 0{,}128.$$

Avînd în vedere că rezistențele de pornire se utilizează și ca rezistențe de reglare a vitezei, se alege $m = 4$ și deci

$$\delta = \sqrt[4]{\frac{1}{s_{m+1}}} = \sqrt[4]{\frac{1}{0{,}128}} = 1{,}672.$$

Alunecarea corespunzătoare cuplului M_{min}, pe caracteristica naturală, este:

$$s_{m+2} = \frac{s_{m+1}}{\delta} = 0{,}076 > s_N\,.$$

și deci, cuplul minim are valoarea:

$$m_{min} = \frac{2}{\dfrac{s_{m+2}}{s_k} + \dfrac{s_k}{s_{m+2}}} = \frac{2 \cdot 3{,}5}{\dfrac{0{,}076}{0{,}226} + \dfrac{0{,}226}{0{,}076}} = 2{,}11.$$

Treptele reostatului de pornire, în valoare relativă sînt:

$$r_4 = s_N(\delta - 1) = 0{,}033 \cdot 0{,}672 = 0{,}0222$$
$$r_3 = \delta r_4 = 0{,}0371$$
$$r_2 = \delta r_3 = 0{,}062$$
$$r_1 = \delta r_2 = 0{,}1037$$
$$r_{p1} = \delta^4 s_N = 0{,}2586$$

Rezistența nominală are valoarea:

$$R_{2N} = \frac{E_{20}}{\sqrt{3}\,I_{2N}} = \frac{310}{\sqrt{3} \cdot 48{,}1} = 3{,}72\ \Omega.$$

Rezultă deci că rezistențele de pornire au valoarea absolută $R_1 = r_1 R_N = 0{,}386\ \Omega$; $R_2 = 0{,}230\ \Omega$; $R_3 = 0{,}138\ \Omega$ și $R_4 = 0{,}082\ \Omega$.

Durata procesului tranzitoriu se calculează cu relația (2.131), în care:

$$T_m = 3 \cdot \frac{78{,}54}{3{,}5 \cdot 302{,}94} = 0{,}22\ s,$$

deci

$$t_{px} = \frac{0{,}22}{2} \cdot 0{,}226\,(1{,}672)^{5-x}\ \ln\frac{3 - 0{,}9}{2{,}11 - 0{,}9} = 0{,}01384 \cdot 1{,}672^{5-x}$$

Rezultă $t_{p1} = 0{,}1$ s; $t_{p2} = 0{,}064$ s; $t_{p3} = 0{,}049$ s și $t_{p4} = 0{,}023$ s.

Rezistența de frînare se calculează cu relația (2.110) în care:

$$s_{in} = 2 - s_N m_R = 2 - 0{,}033 \cdot 0{,}9 = 1{,}97$$
$$k_f = 0{,}5$$

Rezultă:

$$r_f = \frac{0{,}033 \cdot 1{,}97}{0{,}226 \cdot 0{,}5}\,(3{,}5 + \sqrt{3{,}5^2 - 0{,}25}) - 0{,}033 = 3{,}973,$$

adică:

$$R_f = r_f R_{2N} = 3{,}973 \cdot 3{,}72 = 14{,}78\ \Omega.$$

Timpul de frînare, utilizînd relația (2.133) cu

$$s_{kf} = \frac{s_k}{s_N}(s_N + r_f) = \frac{0{,}226}{0{,}033}(0{,}033 + 3{,}973) = 27{,}435;$$

$$T_{mf} = \frac{T_m s_{kf}}{2} = \frac{0{,}22 \cdot 27{,}435}{2} = 3{,}02\ \text{s};$$

$$m_0 = \frac{2\lambda}{s_{kf}} = \frac{2 \cdot 3{,}5}{27{,}435} = 0{,}255,$$

rezultă:

$$t_f = 3{,}02 \ln \frac{0{,}5 + 0{,}9}{0{,}255 + 0{,}9} = 3{,}02 \ln \frac{1{,}4}{1{,}155} = 0{,}58\ \text{s}.$$

2.4. Acționări cu mașini sincrone

2.4.1. Caracteristici mecanice

Mașina sincronă este utilizată în prezent din ce în ce mai mult în acționările de putere mare și cu viteze relativ reduse. Spre exemplu, mașinile sincrone sînt utilizate la acționarea pompelor centrifuge și cu piston, a suflantelor, a compresoarelor cu piston, a defibratoarelor, a generatoarelor grupurilor Ward—Leonard, a malaxoarelor, a calandrelor etc.

Motorul sincron prezintă, comparativ cu alte mașini, avantajul că nu consumă putere reactivă-inductivă din rețea, dacă este excitat corespunzător și, dacă este supraexcitat, poate deveni furnizor de putere reactivă în rețea. Ca dezavantaje se pot aminti: necesitatea curentului continuu pentru alimentarea excitației; posibilitățile reduse de modificare a vitezei, limitate la comanda prin frecvență; scheme de comandă complicate; posibilitatea apariției pendulărilor la variația bruscă a sarcinii ș.a.

Caracteristica mecanică a mașinii sincrone alimentată la frecvență constantă f_1 este o dreaptă paralelă cu axa cuplului, viteza unghiulară în regim stabilizat fiind dată de expresia:

$$\Omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p}; \tag{2.135}$$

peste o anumită valoare M_K a sarcinii, mașina sincronă iese din sincronism și se oprește.

În scopul aprecierii posibilității de încărcare a mașinii sincrone se folosește caracteristica mecanică unghiulară, definită ca dependența dintre cuplul M al mașinii sincrone și unghiul intern θ între tensiunea de alimentare $\underline{U}$ și tensiunea electromotoare $\underline{U}_e$, determinată de fluxul inductor al mașinii (fig. 2.70).

Diagrama fazorială a mașinii sincrone corespunzătoare funcționării în regim de motor este reprezentată în figura 2.71. S-au notat cu I curentul statoric, R — rezistența fazei statorice și X_s reactanța sincronă.

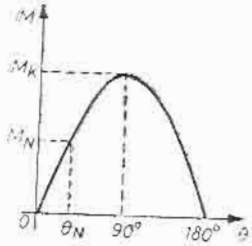


Fig. 2.70. Caracteristica mecanică unghiulară a maşinii sincrone.

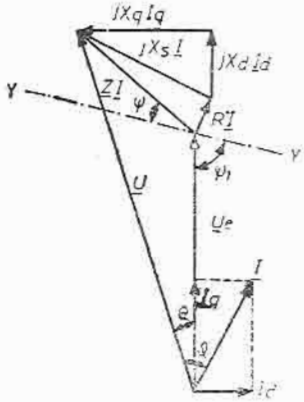


Fig. 2.71. Diagrama fazorială a maşinii sincrone.

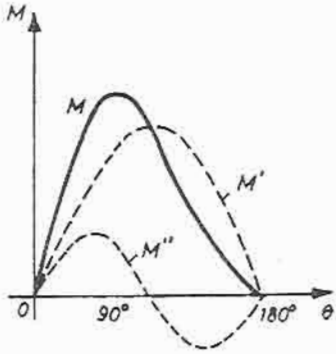


Fig. 2.72. Caracteristica unghiulară a maşinii sincrone cu poli aparenţi.

Proiectînd triunghiul tensiunilor pe axa yy, dusă astfel încît să formeze unghiul ψ cu fazorul $\underline{ZI}$, rezultă pentru module:

$$ZI \cos \psi = U \cos (\psi_1 - \theta) - U_e \cos \psi_1. \tag{2.136}$$

Neglijînd R, aproximaţie destul de frecventă la maşinile de putere mare, rezultă $Z = X_s$ şi $\psi_1 = 90°$, deci (2.136) devine:

$$I \cos \psi = \frac{U}{X_s} \sin \theta \tag{2.137}$$

care, înlocuită în expresia puterii electromagnetice:

$$P = mU_e I \cos \psi$$

determină cuplul la maşinile cu poli plini:

$$M = \frac{mU_e U}{\Omega_1 X_s} \sin \theta = M_k \sin \theta,$$

unde M_k este valoarea maximă a cuplului, care are loc la $\theta = 90°$ (fig. 2.70). La maşina cu poli aparenţi, ecuaţia caracteristicii unghiulare (fig. 2.72) apare sub forma:

$$M = M_k' \sin \theta + M_k'' \sin 2\theta = M' + M''.$$

Cuplul nominal al maşinii se stabileşte astfel încît să corespundă unui unghi $\theta = 20° \div 30°$, rezultînd din relaţia (2.137).

$$\lambda = \frac{M_k}{M_N} = \frac{1}{\sin \theta} = 2 \div 3.$$

2.4.2. Regimul de pornire

Pornirea motorului sincron se face în două etape: în prima etapă se măreşte viteza maşinii de la zero la o valoare cît mai apropiată de cea sincronă, Ω_0; în a doua etapă se realizează sincronizarea vitezei maşinii cu frecvenţa reţelei de alimentare, adică se măreşte Ω la Ω_0. Pornirea se poate

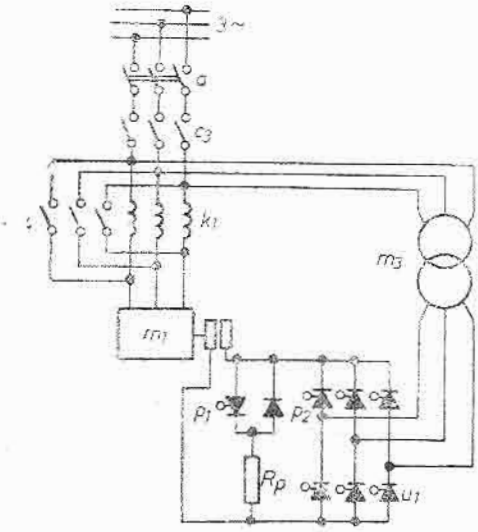


Fig. 2.73. Schema pornirii unei acţionări cu maşină electrică sincronă.

realiza prin diferite procedee, dintre care, cel mai răspîndit este pornirea în asincron.

Prima etapă se realizează prin pornirea maşinii sincrone ca o maşină asincronă, cu ajutorul coliviei montată în tălpile polare. Pentru pornire, maşina sincronă se conectează la reţeaua de c.a., înfăşurarea de excitaţie fiind deconectată de la sursa de c.c. şi legată cu o rezistenţă R_p. Pornirea se face ca la maşina asincronă, adică direct, sau cu rezistoare ori bobine montate în circuitul statoric, fie cu un autotransformator.

După ce viteza a ajuns aproape de cea sincronă, corespunzătoare alunecăii $s \leqslant 0{,}05$, se deconectează rezistenţa R_p şi se leagă circuitul de excitaţie la bornele sursei de c.c., care poate fi o maşină electrică excitatoare sau un redresor comandat *u1*, cu tiristoare (fig. 2.73). Pornirea maşinii sincrone *m1* se realizează cu bobinele *k1*, care se scurtcircuitează cu contactele *c4* după ce *m1* a fost adusă în sincronism cu reţeaua prin alimentarea excitaţiei în c.c. În prima etapă a pornirii, puntea trifazată *u1* cu tiristoare este blocată, iar tiristorul *p1* este aprins. Curentul alternativ din înfăşurarea de excitaţie se închide prin ansamblul *p1* — *p2*; o alternanţă prin *p1* şi alta prin *p2*. După atingerea vitezei maxime la funcţionarea în asincron se blochează tiristorul *p1* şi se comandă intrarea în funcţie a redresorului comandat *u1*, alimentat de la reţea prin transformatorul *m3*. Puntea *u1* permite şi forţarea excitaţiei prin mărirea tensiunii aplicate.

Din momentul conectării excitaţiei la sursa de c.c. pînă la atingerea vitezei sincrone, respectiv a funcţionării stabilizate, are loc a doua etapă a procesului tranzitoriu de pornire. Intrarea în sincronism are loc cu atît mai uşor cu cît, în momentul stabilirii curentului continuu prin înfăşurarea de excitaţie, alunecarea s şi cuplul M_R sînt mai mici şi valoarea unghiului intern θ este mai apropiată de zero.

Calculul arată şi practica confirmă, că intrarea în sincronism se produce uşor, dacă este îndeplinită condiţia:

$$\frac{s_{max}}{\theta_{max}} \leqslant 0{,}05$$

deci, dacă unghiul maxim este $\theta_{max} = 1$ radian, trebuie ca $s_{max} \leqslant 0{,}05$.

2.4.3. Regimul de frînare

Frînarea se poate realiza prin: contracurent; frînare cu recuperare; alimentarea statorului în curent continuu; frînare dinamică sau reostatică.

Frînarea în contracurent se face ca şi în cazul maşinii asincrone. Metoda nu se mai aplică în prezent, deoarece duce la şocuri mari de curent, factor de putere scăzut şi complicaţii în schema de comandă.

Frînarea cu recuperare în cazul alimentării la frecvență constantă nu are aplicații practice în acționări, deoarece se poate realiza numai la turația sincronă.

Frînarea prin alimentarea statorului în c.c. se face ca la mașina asincronă. Metoda are în acest caz dezavantajele unui cuplu de frînare mic și al necesității sursei de c.c.

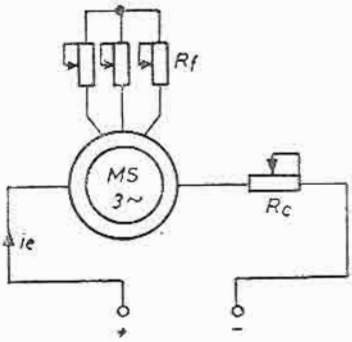


Fig. 2.74. Frînarea în cîmp excitat de curent continuu.

Frînarea reostatică sau dinamică reprezintă un regim de generator fără recuperarea energiei și este metoda care se aplică la acționările cu mașini sincrone. Frînarea reostatică se realizează prin deconectarea statorului mașinii de la rețea și cuplarea lui pe o rezistență trifazată de frînare R_f, înfășurarea rotorică rămînînd alimentată în c.c. (fig. 2.74). Cuplul de frînare poate fi menținut la o valoare ridicată și constantă, dacă excitația se alimentează de la o sursă independentă de c.c. Dacă excitarea se face de la un generator montat pe arborele mașinii, prin scăderea vitezei generatorului se micșorează și cuplul de frînare.

În cazul mașinii cu poli plini, cuplul de frînare, se calculează după cum urmează. Neglijînd rezistența indusului și notînd cu X reactanța fazei, la viteza sincronă Ω_1 se poate scrie:

$$\underline{U}_e = \underline{I}(R_f + \mathrm{j}X); \tag{2.138}$$

la viteză micșorată, U_e și X reducîndu-se în raportul Ω/Ω_0, rezultă curentul $\underline{I}$ și valoarea efectivă a componentei active, I_a:

$$\underline{I} = \frac{\frac{\Omega}{\Omega_1}\underline{U}_e}{R_f + j\frac{\Omega}{\Omega_1}X}$$

$$I_a = U_e \frac{\frac{\Omega}{\Omega_0}R_f}{R_f^2 + \left(\frac{\Omega}{\Omega_0}\right)^2 X^2} = \frac{U_e}{X}\,\frac{1}{\frac{\Omega}{\Omega_0}\frac{R_f}{X} + \frac{\Omega}{\Omega_0}\frac{X}{R_f}} \tag{2.139}$$

Derivînd în raport cu Ω/Ω_0 și egalînd cu zero se obține valoarea $\left(\frac{\Omega}{\Omega_0}\right)_k$ pentru care I_a devine maxim, I_{ak}. Înlocuind-o în (2. 139), rezultă I_{ak}, respectiv funcția I_a/I_{ak}. Utilizînd funcția I_a/I_{ak} și notînd cu

$$\nu = \frac{\Omega}{\Omega_0} \quad \text{și} \quad \nu_k = \left(\frac{\Omega}{\Omega_0}\right)_k = \frac{R_f}{X}$$

și știind că puterea mașinii sincrone se poate scrie sub forma:

$$P = 3U_e\frac{\Omega}{\Omega_0}I_a$$

rezultă final ecuația caracteristicilor mecanice:

$$\frac{M}{M_k} = \frac{2}{\frac{\nu_k}{\nu} + \frac{\nu}{\nu_k}} \tag{2.140}$$

unde M_k este cuplul maxim.

Caracteristicile $\frac{M}{M_k} = f(\nu)$, au formă asemănătoare cu ale mașinii asincrone excitată în c.c. Valoarea cuplului de frînare depinde de viteza relativă ν, curentul de excitație i_e și rezistența R_f.

3. SISTEME DE ACŢIONARE ELECTRICĂ
(MUTATOR – MOTOR ELECTRIC – MAŞINĂ DE LUCRU)

3.1. Generalităţi privind reglarea vitezei motoarelor electrice

Principalul criteriu de care se ţine seama la alegerea tipului de acţionare electrică îl constituie capacitatea acesteia de a furniza o viteză reglabilă, capabilă să satisfacă cerinţele procesului ce urmează a fi acţionat. Reglarea vitezei motoarelor de acţionare este cerută de majoritatea tehnologiilor moderne; maşinile-unelte, a căror viteză trebuie să fie reglabilă în funcţie de piesele prelucrate, laminoarele de toate tipurile impun reglarea vitezei în funcţie de dimensiunile laminatului, maşinile de ridicat şi transportat, maşinile de extracţie din industria minieră, schipurile de încărcare a furnalelor, mecanismele din industria hîrtiei, cauciucului, textilă etc., necesită reglări de viteză în limite largi, capabile să satisfacă condiţiile impuse de procesele tehnologice respective.

Prin reglarea vitezei se înţelege în general obţinerea unui regim de funcţionare a motorului de acţionare la alte viteze decît viteza corespunzătoare intersecţiei caracteristicii mecanice naturale a motorului cu caracteristica mecanică a sarcinii.

Calitatea reglării este apreciată prin indicatorii statici de calitate:

— *Sensul variaţiei vitezei.* Acest indice arată dacă viteza variază în sensul vitezelor mai mari sau mai mici decît viteza corespunzătoare caracteristicii mecanice naturale a motorului. Evident că sub acest aspect reglarea poate fi supra sau subsincronă, uneori fiind întîlnită şi noţiunea de reglare mono sau bizonală.

— *Gama de reglare.* Compararea diferitelor procedee de reglare a vitezei se face evaluînd raportul dintre viteza maximă şi cea minimă obţinută, raport denumit gama de reglare a vitezei.

— *Rigiditatea reglajului.* Acest indicator dă informaţii asupra raportului dintre variaţia de sarcină şi variaţia de viteză corespunzătoare, pe caracteristica mecanică pe care funcţionează maşina. Unele metode de reglare lasă neschimbată viteza de mers în gol, ca de exemplu reglarea vitezei prin rezistenţe introduse în circuitul indusului, în care caz rigiditatea se micşorează, altele, ca de exemplu reglarea vitezei motorului de curent continuu cu excitaţie independentă prin variaţia tensiunii de alimentare, modifică valoarea vitezei de mers în gol, rigiditatea rămînînd constantă. Evident că o reglare de viteză este de calitate cînd se caracterizează printr-o rigiditate mare.

— *Finețea reglajului* se determină prin raportul a două viteze învecinate, în gama de reglaj realizată. Sub acest aspect, unele metode de reglare, de exemplu cele care folosesc regulatoare automate de viteză permit reglarea continuă a vitezei, altele permit reglarea vitezei în trepte, ca de exemplu reglarea reostatică.

— *Natura reglajului*. Unele procese tehnologice impun ca reglarea de viteză să aibă loc la cuplu constant, altele la putere constantă. Astfel, de exemplu la acționarea mașinilor-unelte este necesar să se asigure o putere constantă, în timp ce mașinile de ridicat impun ca reglarea de viteză să aibă loc la cuplu constant.

— *Randamentul reglajului de viteză*. Unele procedee de reglare a vitezei folosesc introducerea de rezistențe de reglare în circuitele parcurse de curenți mari, în care caz randamentul instalației este mic, datorită pierderilor care au loc în reostatele de reglare. Evident că asemenea metode de reglare pot fi folosite numai în cazul dispozitivelor de acționare de mică putere.

La alegerea tipului de reglare a vitezei trebuie să se țină seama, în primul rînd, de natura procesului ce urmează a fi acționat, astfel încît, printr-o examinare atentă tehnico-economică a tuturor indicilor de calitate enumerați, metoda de reglare aleasă să corespundă cît mai bine scopului propus.

În cazul acționării electrice, o utilizare mai largă o au deci motoarele care permit o reglare a vitezei în limite largi, au pierderi în cupru neglijabile în întreaga gamă de reglare a vitezei și posibilități de restituire în rețeaua de alimentare a energiilor înamagazinate în masele aflate în mișcare, mai ales în cazul dispozitivelor reversibile.

Mașina care satisface cel mai bine aceste condiții este mașina de curent continuu cu excitație independentă.

Posibilitățile de reglare a vitezei pentru această mașină electrică derivă din însăși expresia caracteristicii mecanice:

$$\Omega = \frac{U_A}{k\Phi} - \frac{R_A + R_X}{k^2\Phi^2} M_A$$

care scoate în evidență următoarele metode de reglare:

— reglarea vitezei prin introducerea de rezistențe suplimentare R_X în circuitul indusului;

— reglarea vitezei prin variația curentului de excitație și deci a fluxului;

— reglarea vitezei prin variația tensiunii sursei de alimentare U_A.

Prima metodă prezintă interes practic restrîns fiind limitată la instalații de putere mică datorită pierderilor care au loc în rezistențele de reglare parcurse de curentul principal.

Reglarea vitezei prin variația curentului de excitație se poate realiza fie prin introducerea de rezistențe în circuitul de excitație (cazul motoarelor de putere mică, cel mult medie), fie prin alimentarea înfășurării de excitație de la o sursă de tensiune variabilă.

Acest procedeu de reglare reprezintă o metodă economică; pierderile de energie în reostatul de excitație — denumit și reostat de cîmp — au valori reduse, deoarece curentul de excitație este de ordinul a cîtorva procente față de curentul rotoric nominal. În schimb, dimensiunile și costul motorului devin cu atît mai mari, cu cît raportul dintre viteza maximă și cea nominală devine mai mare. Acestea se datoresc circuitului magnetic și execuției mecanice mai pretențioase.

Modificarea fluxului de excitație antrenează modificarea vitezei la funcționare în gol ideală Ω_0. Deoarece mașina funcționează aproape de satura-

ţia magnetică, reglarea vitezei se efectuează numai prin scăderea fluxului (prin slăbirea cîmpului de excitaţie). Prin urmare, sensul de reglare este monozonal, respectiv pentru viteze de rotaţie superioare vitezei nominale. Domeniul de reglare este cuprins între 1,5 : 1 şi 3 : 1. Dacă slăbirea cîmpului magnetic de excitaţie depăşeşte o anumită limită, înclinarea caracteristicii mecanice artificiale la flux variabil devine mare, rigiditatea scăzînd. Finețea reglării este bună, reostatul de excitaţie putînd avea un număr mare de trepte, rămînînd totuşi de gabarit mic şi uşor de manevrat.

Reglarea vitezei prin modificarea fluxului de excitaţie se foloseşte la putere constantă.

Pentru un cuplu de sarcină constant, odată cu micşorarea fluxului de excitaţie, curentul absorbit de motor creşte ($M = k_m \Phi I$), putînd depăşi valoarea maximă admisibilă din punct de vedere termic.

Reglarea vitezei prin variaţia tensiunii U_A a sursei de alimentare reprezintă principala metodă de reglare a vitezei motoarelor de curent continuu cu excitaţie independentă.

În ceea ce priveşte motoarele asincrone şi sincrone trifazate, alimentarea cu tensiuni efective şi cu frecvenţe constante în stator nu permite obţinerea de domenii relativ mari de reglare economică a turaţiei. Electronica de putere, prin progresele realizate, a permis punerea la punct a unor scheme de reglare continuă, cu pierderi mici, a vitezei de rotaţie a maşinilor electrice de acţionare asincrone şi sincrone, în special prin modificarea tensiunilor efective pe fază, cît şi a frecvenţei.

În acest capitol se tratează, îndeosebi, acţionările reglabile moderne cu motoare asincrone trifazate, care folosesc convertizoare statice de tensiune alternativă, mutatoare directe şi indirecte de frecvenţă (cicloconvertoare, respectiv cu circuit intermediar de curent continuu). Se expun, de asemenea, şi alte modalităţi de reglare a turaţiei. Se admite că ventilele folosite sînt cu semiconductoare (tiristoare, diode etc.).

În prezent, prelucrarea informaţiei în instalaţiile cu tiristoare se face analogic în marea majoritate a cazurilor, datorită fiabilităţii mai mari şi a rapidităţii reglării ce se poate realiza. În ultimii ani calitatea circuitelor analogice de reglare a crescut simţitor, datorită circuitelor integrate folosite la amplificatoarele de reglare şi la elementele de prescriere. Prelucrarea digitală a informaţiei din sistemele de acţionare electrică, utilizată actualmente numai în cazuri speciale, are tendinţa netă de extindere. La noi în ţară se fabrică o gamă largă de circuite integrate. Există şi sisteme de reglare a turaţiei acţionărilor electrice ce folosesc circuite de reglare hibride, analogice şi digitale.

3.2. Sisteme de acţionare cu grup generator-motor

Principiul de funcţionare al grupului generator-motor constă în reglarea vitezei motorului de curent continuu cu excitaţie independentă alimentat cu tensiune variabilă de la un generator propriu. Schema unui asemenea agregat este indicată în figura 3.1.

Motorul de curent continuu cu excitaţie independentă M, care antrenează maşina de lucru ML este alimentat cu tensiune variabilă de generatorul de curent continuu G, care este antrenat de motorul asincron MA. Înfăşurările de excitaţie ale generatorului G şi ale motorului M pot fi ali-

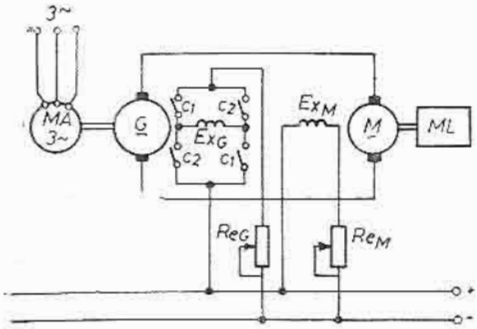


Fig. 3.1. Grupul generator-motor.

mentate de la o sursă comună sau, în cazul instalațiilor de reglare automată a vitezei, de la surse independente.

Examinăm situația în care excitațiile celor două mașini sînt alimentate de la o sursă comună, de tensiune constantă, prin intermediul cîte unui reostat R_{eG} și respectiv R_{eM}. Inversarea sensului de rotație a motorului M se realizează prin inversarea polarității generatorului G, alimentarea excitației acestuia făcîndu-se prin contactele a două contactoare de sens care permit alegerea sensului dorit pentru curentul de excitație al generatorului.

Presupunînd generatorul G antrenat de motorul MA și reostatele R_{eG} pe poziția maximă și R_{eM} pe poziția minimă, pentru pornirea motorului se crește treptat curentul de excitație al generatorului, prin micșorarea rezistenței R_{eG}, pînă cînd tensiunea generatorului atinge valoarea pentru care viteza motorului M coincide cu viteza impusă.

La tensiunea nominală de alimentare și la fluxul nominal pentru cele două mașini se obține viteza nominală a motorului. Viteza acestuia poate fi mărită în continuare prin micșorarea fluxului de excitație al motorului. Prin variația excitației generatorului se obține un domeniu de reglare a vitezei sub viteza nominală într-o gamă de circa 8/1, iar prin slăbirea fluxului de excitație al motorului, viteza acestuia se reglează peste valoarea nominală, putîndu-se atinge o gamă de reglare totală de circa 25/1.

Pentru frînare se micșorează tensiunea generatorului operînd asupra reostatului de excitație R_{eG}, ceea ce face ca tensiunea la bornele generatorului să devină mai mică decît tensiunea electromotoare E_A, cele două mașini electrice M și G inversîndu-și rolurile. Mașina M devine generator și alimentează mașina G care trece în regim de motor, cu flux slăbit, avînd tendința de creștere a vitezei și determină antrenarea mașinii asincrone MA cu viteză mai mare decît viteza ei de sincronism. Mașina asincronă trece în regim de generator, energia cinetică acumulată în piesele aflate în mișcare de rotație ale mașinii de lucru fiind transferată, cu pierderi mici, în rețea prin cascada M (care funcționează ca generator), G (care funcționează ca motor) și mașina asincronă M_3 (care funcționează ca generator suprasincron).

Expresia caracteristicii mecanice a motorului este:

$$\Omega = \frac{K_G \Phi_G \Omega_G}{K_M \Phi_M} - \frac{R_{AM} + R_{AG}}{K_M^2 \Phi_M^2} M$$

Caracteristicile mecanice prezintă două zone (fig. 3.2). Prima zonă corespunde funcționării motorului cu excitație independentă la valoare nominală a fluxului, alimentat pe indus cu tensiunea variabilă, caracteristicile fiind drepte paralele cu caracteristică mecanică naturală. A doua zonă corespunde funcționării motorului cu flux diminuat, caracteristicile fiind drepte a căror înclinare crește pe măsură ce fluxul motorului se micșorează.

Viteza maximă este limitată la $(2-3)\Omega_N$ din cauza condițiilor de comutație și de rezistența mecanică a motorului.

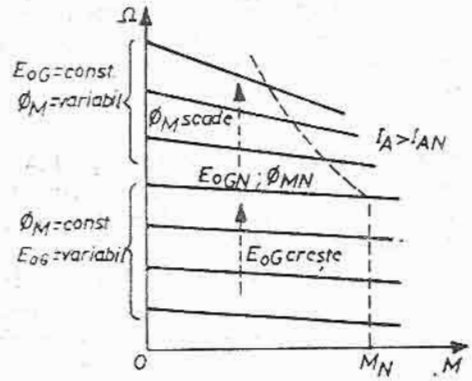


Fig. 3.2. Caracteristicile mecanice ale grupului generator-motor.

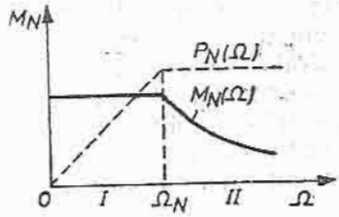


Fig. 3.3. Variația cuplului și puterii la grupul generator-motor.

În prima zonă, funcționarea este caracterizată prin cuplu constant și putere variabilă (vezi fig. 3.3), iar în zona de funcționare cu flux slăbit puterea rămîne constantă și cuplul scade aproximativ hiperbolic.

Pe lîngă avantajele sistemului generator-motor (gamă de reglare acceptabilă, reglare fără pierderi mari, frînare prin recuperare de energie etc.), acesta prezintă și unele dezavantaje. Puterea instalată este de circa trei ori puterea nominală, fiind necesare trei mașini în loc de una, ceea ce conduce la costuri ridicate, legate de costul mașinilor, fundații, suprafețe de montaj mari etc.

Dezavantajul principal al sistemului generator-motor îl constituie însă faptul că este realizat cu elemente rotative și care au o constantă de timp relativ mare.

Într-adevăr, în timp ce la acționările care utilizează motoare alimentate direct de la barele de tensiune constantă, durata proceselor tranzitorii este determinată, în principal, de inerțiile mecanice, la sistemul generator-motor durata acestor procese tranzitorii este influențată substanțial și de inerțiile electromagnetice ale înfășurării de excitație a generatorului, inerții reflectate în constantele de timp ale acesteia, care pentru puteri mari au valori de $1 \div 3$ secunde. Productivitatea unor agregate tehnologice, caracterizate prin număr mare de reversări (laminoarele reversibile, de exemplu, impun $15 \div 19$ reversări pe minut), depinde de durata acestor procese care depășește de $4 \div 5$ ori constanța de timp a excitației generatorului. Din aceste motive sistemul generator-motor funcționează împreună cu un sistem de reglare automată care are rolul de a forța excitația generatorului, asigurînd micșorarea duratei proceselor tranzitorii.

Utilizarea redresoarelor comandate pentru alimentarea directă pe indus a motoarelor de curent continuu a restrîns domeniul de utilizare a convertizoarelor rotative de tipul generator-motor. Cu toate acestea, unele dezavantaje ale utilizării convertoarelor cu tiristoare și anume consumul suplimentar de energie reactivă, curenți de armonici superioare injectați în rețea, dar mai ales dificultățile realizării frînării electrice la arderea siguranțelor ultrarapide ale convertoarelor au făcut ca în unele acționări care impun o siguranță sporită (ascensoare de persoane de exemplu) să

fie utilizat în continuare sistemul generator-motor. Micşorarea duratei proceselor tranzitorii, determinată de valorile relativ mari ale constantelor electrice de timp, se realizează prin alimentarea înfăşurării de excitaţie a generatorului de la un convertor cu tiristoare şi adoptarea unui coeficient de forţare mare (2 ÷ 5). Aceste aspecte vor fi examinate în capitolul 4.

O etapă relativ importantă în istoria acţionărilor electric reglabile a reprezentat-o utilizarea amplidinei sau a amplificatoarelor magnetice fie pentru alimentarea directă a indusului (în cazul acţionărilor de putere mică), fie pentru alimentarea excitaţiei generatorului din sistemul generator-motor. Cu toate că utilizarea amplidinei — ca dealtfel şi a altor maşini electrice amplificatoare — a condus la o creştere a gamei de reglare, competiţia dintre acestea şi regulatoarele electronice, asociate cu elemente de execuţie cu tiristoare, a fost definitiv cîştigată de acestea din urmă.

3.3. Sisteme de acţionare cu motoare de curent continuu şi convertoare de la reţea (redresor-invertor)

3.3.1. Generalităţi

Funcţionarea ansamblului mutator-motor cu maşini de curent continuu cu excitaţie independentă comportă unele particularităţi faţă de alimentarea acestor motoare de la surse de tensiune netedă, particularităţi care vor fi prezentate în detaliu în paragrafele următoare.

Ansamblul elementelor care împreună cu tiristorul realizează conversia energiei de curent alternativ în energie de curent continuu este denumit în continuare *convertor de tensiune* sau simplu, *convertor*. În acest fel convertorul cuprinde în circuitele de forţă mutatoarele care alimentează motorul de acţionare şi în partea de comandă elementele realizate de regulă cu componente electronice, care comandă regimurile de funcţionare ale ansamblului mutator-rotor.

În funcţie de aplicaţii, după cum mutatorul alimentează indusul sau înfăşurarea de excitaţie, mutatoarele pot fi realizate cu tiristoare, cu diode şi tiristoare sau numai cu diode. Tipul mutatorului utilizat depinde în principal de caracterul uni sau bidirecţional al acţionării, de necesitatea forţării curentului la pornire şi mai ales la frînare, de considerente economice, conjunctură ş.a.m.d.

În acţionările electrice la care se cere reglarea vitezei în limite largi, în ambele sensuri de rotaţie, sînt utilizate mutatoare cu tiristoare complet comandate, iar în cazul acţionărilor nereversibile mutatoare semicomandate, realizate atît cu diode cît şi cu tiristoare.

Dezvoltarea semiconductoarelor a pus bazele utilizării lor în circuitele primare ale acţionărilor electrice reglabile, sub formă evoluată a tiristoarelor, datorită perfecţionării procedeelor de fabricare a monocristalelor mari, îndeosebi din siliciu pur. În faza iniţială (1950—1960), redresoarele cu semiconductoare s-au prezentat sub formă necomandată, ca diode de germaniu sau siliciu. Ele au pătruns intens în toate domeniile de utilizare a tensiunilor redresate tinzînd să înlocuiască toate tipurile de redresoare electromecanice.

Redresoarele comandate cu tiristoare întrunesc în comparaţie cu grupurile rotative avantaje tehnico-economice nete:

— au constante de timp neglijabile, datorită lipsei elementelor cu inerţie mare; cantitativ, raportul dintre coeficientul de amplificare şi constanta de timp ajunge $10^8 \div 10^9$ faţă de $(1 \div 2) \times 10^2$ la grupurile rotative;

— permit comanda uşoară şi precisă a tensiunii redresate, atît ca valoare cît şi ca sens, avînd ca efect direct realizarea rapidă şi exactă a unor porniri, frînări, reversări sau reglări automate a vitezei motorului de acţionare;

— permit recuperarea energiei în perioada de frînare, prin funcţionarea mutatoarelor în regim de invertor;

— au siguranţă în funcţionare, datorită lipsei elementelor în mişcare, respectiv a elementelor supuse uzurii după perioade îndelungate de funcţionare;

— au randament ridicat, atît în perioadele de sarcină cît şi în cele de mers în gol;

— nu necesită fundaţii solide permiţînd utilizarea unor săli de construcţie relativ simplă şi reduse ca suprafaţă;

— necesită investiţii globale mai reduse (pentru echipament şi construcţii aferente);

— necesită cheltuieli de exploatare de asemenea mai reduse.

Volumele de montaj ale tiristoarelor sînt sensibil mai reduse şi mai compacte decît ale convertoarelor rotative, fiind dispuse exclusiv în dulapuri. Avînd la bază elemente de putere redusă, care se combină în serie şi în paralel pentru a asigura orice putere solicitată de acţionarea electrică, tiristoarele permit o eşalonare mai fină a treptelor de puteri disponibile, faţă de celelalte tipuri de surse la care gama puterilor nominale pentru care sînt construite este redusă.

În afară de toate aceste avantaje, redresoarele comandate prezintă un dezavantaj important prin implicaţiile sale energetice: cu cît unghiul de comandă α este mai apropiat de 90° el. cu atît factorul de putere este mai slab. Un alt efect îl constituie faptul că dacă puterea reactivă poate fi compensată prin baterii de condensatoare sau compensatoare sincrone, puterea deformantă nu este dependentă de α şi nu poate fi compensată în nici un fel, blocînd deci o capacitate de putere în reţea.

Cu toate acestea, convertoarele cu tiristoare sînt folosite din ce în ce mai mult, fiind practic singurele surse care pot satisface performanţele statice şi dinamice impuse acţionărilor electrice reglabile de procesele tehnologice industriale moderne.

Sub forma cea mai generală, ansamblul mutator-motor poate fi prezentat ca în figura 3.4. Mutatorul M este caracterizat prin tensiunea alternativă polifazată de alimentare, de valoare eficace pe fază U_f, tensiunea medie redresată U_A, care constituie tensiunea de alimentare a motorului şi prin curentul mediu redresat I_A care depinde de sarcina motorului. Unghiul de comandă α poate varia teoretic între 0 şi 180° el., reglajul fiind realizat prin intermediul dispozitivului de comandă pe grilă, DGG, comandat de tensiunea u_c furnizată de instalaţia de reglare. Durata de conducţie a tiristoarelor este notată cu β.

Motorul este caracterizat prin tensiunea contraelectromotoare E_A, rezistenţa totală din circuitul indusului R_A şi inductanţa L_A care include în principal inductanţa proprie a indusului, a bobinei de filtrare şi inductanţa de scăpări a transformatorului de adaptare.

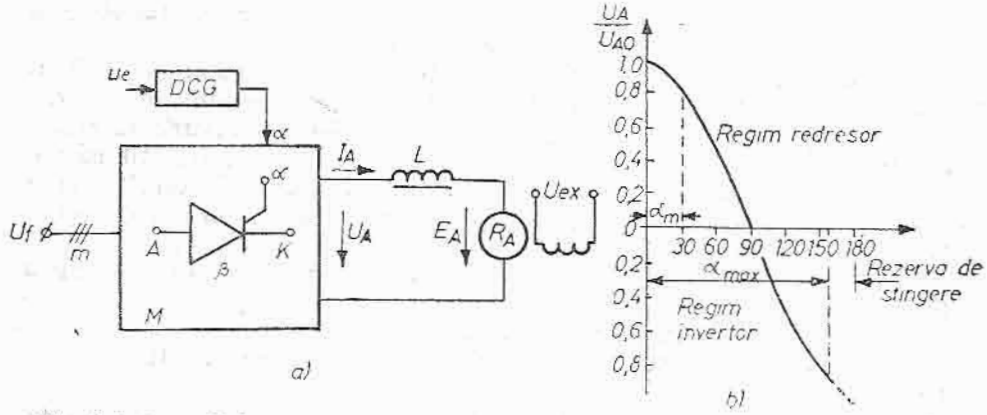


Fig. 3.4. Ansamblul mutator-motor (*a*) şi caracteristica de comandă a mutatorului (*b*).

În figura 3.5 este indicată succesiunea de intrare în conducţie a tiristoarelor pentru o schemă trifazată. Impulsurile de comandă pentru tiristoarele fiecărei faze sînt decalate între ele la $2\pi/m$, decalaje care determină totodată şi durata maximă de conducţie a fiecărui tiristor,

Drept origine pentru unghiul de comandă α se alege momentul comutaţiei naturale, care corespunde egalităţii valorilor pozitive ale tensiunilor a două faze succesive. În acest fel, între unghiul de aprindere α_a şi unghiul de comandă α există relaţia:

$$\alpha_a = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha. \tag{3.1}$$

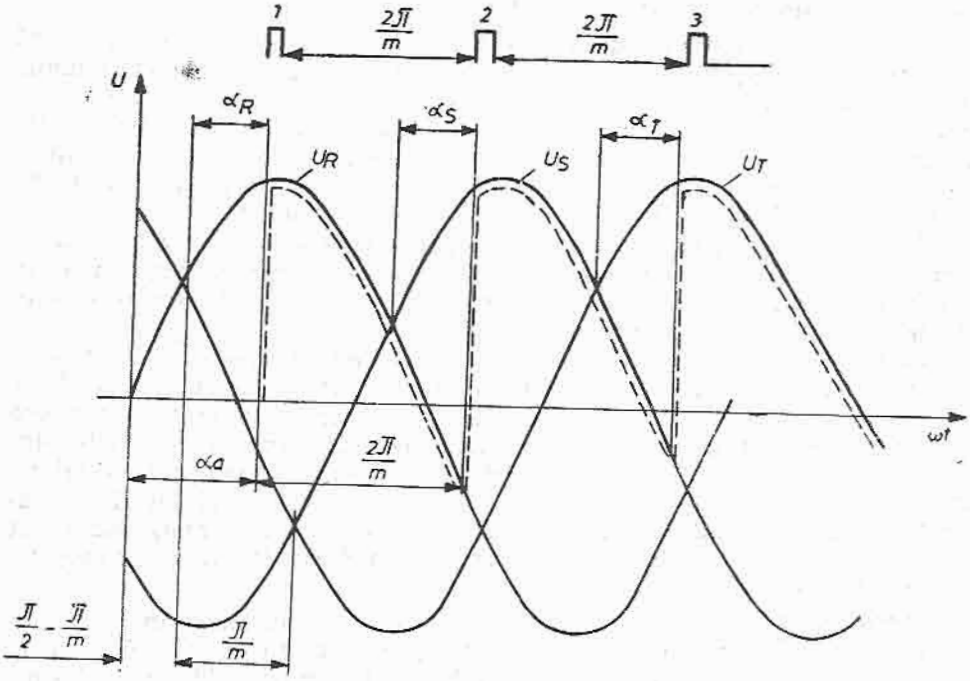


Fig. 3.5. Succesiunea de amorsare a tiristoarelor.

Examinarea funcționării motoarelor de curent continuu alimentate de la mutatoare cu tiristoare se face în următoarele ipoteze simplificatoare:

— mutatorul se consideră în regim de funcționare ideală (se neglijează fenomenul de comutație);

— constanta electromecanică de timp a motorului suficient de mare pentru ca pe durata unui ciclu viteza motorului să rămînă constantă. În aceste condiții funcționarea ansamblului mutator-motor este caracterizată de următoarele ecuații:

$$\sqrt{2}\, U_f \sin \omega t = E_A + R_A i_A + L_A \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} \tag{3.2}$$

$$U_A = E_A + R_A I_A \tag{3.3}$$

$$E_A = K\Omega, \tag{3.4}$$

unde E_A, Ω, R_A, L_A, U_f au semnificațiile cunoscute, i_A și I_A reprezintă valorile instantanee, respectiv medii ale curentului rotoric, U_A tensiunea medie redresată furnizată de mutator în regim de curent neîntrerupt, iar $K = k\Phi_N$, constanta electrică a mașinii. De asemenea se notează $\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{\omega L_A}{R_A}$.

Eliminînd tensiunea electromotoare E_A între ecuațiile (3.2) și (3.3) se obține ecuația diferențială:

$$\frac{\mathrm{d}(i_A - I_A)}{\mathrm{d}t} + \frac{R_A}{L_A}(i_A - I_A) = \frac{\sqrt{2}\, U_f}{L_A} \sin \omega t - U_A$$

care are soluția:

$$i_A - I_A = \frac{\sqrt{2}\, U_f}{\omega L_A}\left[\sin \varphi \sin (\omega t - \varphi) - \frac{U_A}{\sqrt{2}\, U_f} \operatorname{tg} \varphi\right] + C_1 e^{-\frac{\omega t}{\operatorname{tg} \varphi}}.$$

Constanta de integrare C_1 se determină punînd condiția ca la începutul și sfîrșitul conducției fiecărui tiristor curentul i_A să fie același, egal cu componenta continuă, notată prin I_0, adică

$$i_A(\alpha_a) = i_A(\alpha_a + \beta) = I_0$$

Rezultă:

$$i_A - I_A = \frac{\sqrt{2}\, U_f}{\omega L_A} \operatorname{tg} \varphi \left[2 \cos \varphi \cos\left(\alpha_a + \frac{\beta}{2} - \varphi\right) \sin \frac{\beta}{2} \cdot \frac{e^{-\frac{\omega t - \alpha_a}{\operatorname{tg} \varphi}}}{1 - e^{-\frac{\beta}{\operatorname{tg} \varphi}}} + \right.$$

$$\left. + \cos \varphi \sin (\omega t - \varphi) - \frac{U_A}{\sqrt{2}\, U_f}\right].$$

Pentru $\omega t = \alpha_a$, $i_A = I_0$ și deci:

$$I_0 - I_A = \frac{\sqrt{2}\, U_f}{\omega L_A} \operatorname{tg} \varphi \left[2 \cos \varphi \cos \left(\alpha_a + \frac{\beta}{2} - \varphi \right) \sin \frac{\beta}{2} \cdot \frac{1}{1 - e^{-\frac{\beta}{\operatorname{tg} \varphi}}} + \right.$$

$$\left. + \cos \varphi \sin (\alpha_a - \varphi) - \frac{U_A}{\sqrt{2}\, U_f} \right].$$

Scăzînd ultimele două ecuații se obține expresia curentului redresat:

$$i_A = \frac{\sqrt{2}\, U_f}{\omega L_A} \sin \varphi \left[- 2 \frac{1 - e^{-\frac{\omega t - \alpha_a}{\operatorname{tg} \varphi}}}{1 - e^{-\frac{\beta}{\operatorname{tg} \varphi}}} \cos \left(\alpha_a + \frac{\beta}{2} - \varphi \right) \sin \frac{\beta}{2} + \right.$$

$$\left. + \sin (\omega t - \varphi) - \sin (\alpha_a - \varphi) \right] + I_0. \tag{3.5}$$

În condițiile conducției neîntrerupte a tiristoarelor, situație denumită uzual *regim de curent neîntrerupt*, $\beta = \frac{2\pi}{m}$, și dacă se ține seama de (3.1), curentul redresat are expresia:

$$i_A = \frac{\sqrt{2}\, U_f}{\omega L_A} \sin \varphi \left[2 \frac{1 - e^{-\frac{\omega t - \alpha_a}{\operatorname{tg} \varphi}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{m \cdot \operatorname{tg} \varphi}}} \sin (\varphi - \alpha) \sin \frac{\pi}{m} + \sin (\omega t - \varphi) - \right.$$

$$\left. - \sin (\alpha_a - \varphi) \right] + I_0. \tag{3.6}$$

Se observă că deși se studiază regimul staționar, curentul este variabil în timp, consecință a caracterului pulsatoriu al valorilor instantanee ale tensiunii de alimentare a motorului.

Expresia curentului redresat (valoare instantanee) dată de (3.6) are un pronunțat caracter transcendent, ceea ce face ca pe baza ei să nu poată fi scoasă în evidență cu claritate influența pe care o au parametrii ce caracterizează funcționarea ansamblului mutator-motor. O soluție mult simplificată se obține considerînd în ecuația diferențială (3.2) căderea de tensiune pe indus ca fiind constantă și dată de valoarea medie a curentului redresat, adică aproximativ căderea de tensiune reală $R_A i_A$ prin $R_A I_A$. Eroare care se face, după cum se va demonstra ulterior (vezi aplicația A.3.2) este de ordinul 10^{-3}.

În aceste condiţii ecuaţia diferenţială (3.2) în care s-a ţinut seama de (3.3) devine:

$$\sqrt{2}\, U_f \sin \omega t = E_A + R_A I_A + L_A \frac{di_A}{dt} \tag{3.2'}$$

şi are soluţia:

$$i_A = \frac{\sqrt{2}\, U_f}{\omega L_A}\left[\cos \alpha_a - \cos \omega t - \frac{E_A + R_A I_A}{\sqrt{2}\, U_f}(\omega t - \alpha_a)\right] + I_0. \tag{3.7}$$

Curentul avînd aceeaşi valoare la începutul şi la sfîrşitul conducţiei fiecărui tiristor trebuie îndeplinită condiţia $i_A(\alpha_a + \beta) = I_0$, care conduce la:

$$E_A + R_A I_A = \sqrt{2}\, U_f \frac{\cos \alpha_a - \cos(\alpha_a + \beta)}{\beta}$$

care transformată în produs şi ţinînd seama de (3.1) şi (3.3) devine:

$$U_A = E_A + R_A I_A = \sqrt{2}\, U_f \frac{\cos\left(\alpha + \frac{\beta}{2} - \frac{\pi}{m}\right) \sin \frac{\beta}{2}}{\frac{\beta}{2}}. \tag{3.8}$$

În regim de curent neîntrerupt, $\beta = \frac{2\pi}{m}$ şi deci:

$$U_A = \sqrt{2}\, U_f \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha. \tag{3.9}$$

Relaţia (3.9) constituie expresia generală a tensiunii medii redresate în cazul funcţionării ansamblului mutator-motor în regim de curent neîntrerupt, mutatorul fiind complet comandat.

Se constată că tensiunea medie redresată depinde de unghiul de comandă printr-o variaţie cosinusoidală indicată în figura 3.4, *b*. Uzual, tensiunea medie redresată este dată sub forma:

$$U_A = U_{A0} \cos \alpha, \tag{3.10}$$

unde s-a notat

$$U_{A0} = k_d U_f, \quad \text{cu} \quad k_d = \sqrt{2}\, \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}.$$

Tensiunea medie redresată maximă U_{A0} reprezintă în fond tensiunea furnizată de un redresor necomandat (cu diode) şi depinde prin intermediul coeficientului k_d de tipul mutatorului. Valorile coeficientului k_d sînt indicate în tabelul 3.1.

TABELUL 3.1.

Valorile coeficientului de redresare pentru diferite valori ale numărului de faze m

m	2	3	6	12	∞
k_d	0,9	1,17	1,35	1,40	1,41

Subliniem încă o dată că *tensiunea medie redresată are expresia* $U_{A0} \cos \alpha$ *numai în condiţiile funcţionării ansamblului mutator-motor în regim de curent neîntrerupt*; sarcina motorului trebuie să fie suficient de mare pentru ca pe durata conducţiei fiecărui tiristor curentul să nu se anuleze înaintea intrării în conducţie a tiristorului următor ($I_0 \geqslant 0$).

3.3.2. Funcționarea în regim de invertor

Pentru unghiuri de comandă α mai mici de 90° el., tensiunea medie redresată este pozitivă, regimul de funcționare al mutatorului fiind uzual denumit *regim de redresor*. Acest regim este întotdeauna posibil, indiferent de caracterul sarcinii mașinii de lucru acționate.

Pentru $\alpha > 90°$ el., tensiunea medie U_A este negativă. Curentul mediu prin motor, dat de relația (3.3), nu poate avea decît sensul considerat convențional ca pozitiv, determinat de sensul unidirecțional de conducție a tiristoarelor și are expresia:

$$I_A = \frac{U_A - E_A}{R_A}.$$

În consecință, pentru $\alpha > 90°$ el, este absolut necesar ca tensiunea contraelectromotoare E_A să fie negativă și mai mare în valoare absolută decît U_A, astfel încît, curentul dat de rîndul acesta de expresia:

$$I_A = \frac{E_A - |U_A|}{R_A}.$$

să fie și în acest caz pozitiv.

Această situație este posibilă, de exemplu, în cazul acționării mecanismelor cu sarcină potențială, menținînd aceeași polaritate pentru excitație și comandînd redresorul la unghiuri $\alpha > 90°$ el. Sub acțiunea cuplului de sarcină motorul își schimbă sensul de rotație ceea ce conduce la schimbarea polarității tensiunii contraelectromotoare E_A, realizîndu-se deci condiția curentului pozitiv.

Deoarece în acest caz tensiunea medie redresată U_A este negativă, iar curentul pozitiv, puterea $P_A = -|U_A| \cdot I_A$ este negativă. Energia mecanică înmagazinată în mase aflate în mișcare, convertită în energie electrică de mașina electrică, care funcționează ca generator, este cedată în rețea. Mutatorul funcționează în acest caz în *regim de invertor*, iar mașina electrică în regim de generator, *realizîndu-se frînarea prin recuperare de energie*.

Pentru exemplificare, în figura 3.6 este prezentată acționarea electrică cu mutator nereversibil a mecanismului de ridicare a unui pod rulant. Pentru coborîrea cîrligului gol cuplul de sarcină fiind mai mic decît cel de frecări, se stabilește prin contactoarele de sens polaritatea la indus cores punzătoare coborîrii. Se comandă convertorul la unghiul $\alpha < \frac{\pi}{2}$ corespun-

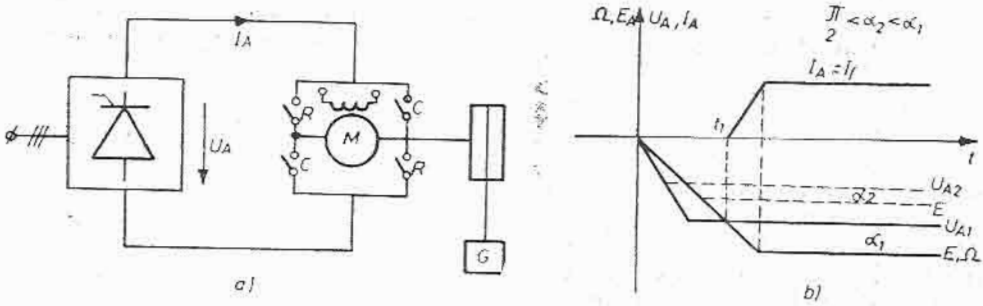


Fig. 3.6. Acționarea electrică cu mutator nereversibil a mecanismului de ridicare al unui pod rulant.

zător vitezei de coborîre impuse. Se realizează așa numita coborîre forțată. La coborîrea cîrligului sub sarcină se menține sensul de ridicare prin anclanșarea contactorului R și se comandă convertorul (fig. 3.6, *b*) în regim de invertor $\left(\alpha > \frac{\pi}{2}\right)$. Motorul se accelerează liber sub acțiunea sarcinii potențiale pînă la o viteză de coborîre pentru care $|E_A| = |U_A|$. În acest moment, notat în figură prin t_1, începe frînarea prin recuperare de energie deoarece fiind îndeplinită condiția de amorsare a tiristoarelor $|E_A| > |U_A|$ curentul prin motor, dat de

$$I_A = \frac{|E_A| - |U_A|}{R_A}.$$

corespunde sensului de conducție a tiristoarelor, în timp ce rotorul este antrenat de sarcină în sens contrar conexiunii de ridicare. Prin reglarea unghiului de comandă α la valori apropiate de $\pi/2$ se reglează viteza de coborîre la valori mici, impuse de securitatea coborîrii greutății G.

A.3.1. Motorul Ce 160 M cu datele nominale: $U_N = 220$ V; $I_N = 53{,}5$ A; $P_N = 10$ kW; $n_N = 3150$ rot./min.; $R_A = 0{,}5\ \Omega$ este alimentat de la un mutator cu tiristoare în punte monofazată complet comandată. Mutatorul este alimentat de la rețeaua de 380 V, între două faze.

Motorul antrenează mecanismul de ridicare al unui pod rulant cu o capacitate de ridicare care creează un cuplu de sarcină raportat la arborele motorului $M_s = 20{,}65$ Nm.

Greutatea mufei cu cîrlig creează un cuplu raportat la arborele motorului $M_{s0} = 5{,}15$ N · m. Cuplul total de frecări este $M_{fr} = 4{,}35$ N · m. Viteza de ridicare este de 6 m/min., iar cea de coborîre de 3 m/min.

Să se calculeze unghiurile de comandă de amorsare a tiristoarelor la ridicarea sarcinii și la coborîrea acesteia în regim de frînare prin recuperare de energie. Pentru coborîre se va efectua bilanțul energetic.

Rezolvare:

Calcule preliminare:

$$\Omega_N = \frac{\pi n_N}{30} = \frac{\pi\, 3150}{30} = 329{,}87\ \text{s}^{-1};$$

$$K = \frac{U_N - R_A I_N}{\Omega_N} = \frac{220 - 0{,}5 \cdot 53{,}5}{329{,}87} = 0{,}5858\ \text{Vs}$$

$$M_N = K I_N = 0{,}5858 \cdot 53{,}5 = 31{,}31\ \text{Nm}.$$

Ecuația vitezei la ridicare:

$$\Omega_{rid} = \frac{U_{A0} \cos \alpha_{rid} - R_A I_{srid}}{K} \quad \text{cu} \quad U_{A0} = 0{,}9 \cdot 380 = 342\ \text{V}.$$

Curentul de sarcină la ridicare:

$$I_{frid} = \frac{M_s + M_{s0} + M_{fr}}{K} = \frac{20{,}65 + 5{,}15 + 4{,}35}{0{,}5858} = 51{,}47\ \text{A}.$$

Rezultă:

$$\alpha_{rid} = \arccos \frac{K\Omega_{rid} + R_A I_{srid}}{U_{A0}} =$$

$$= \arccos \frac{0{,}5858 \cdot 329{,}87 + 0{,}5 \cdot 51{,}47}{342} = 50{,}188°\ \text{el} = 0{,}876\ \text{rad}.$$

Valoarea curentului la coborîre:

$$I_{scob} = \frac{M_s + M_{s0} - M_{fr}}{K} = \frac{20,65 + 5,15 - 4,35}{0,5858} = 36,62 \text{ A}.$$

Pe de altă parte,

$$I_{scob} = \frac{K\Omega_{cob} + U_{A0} \cos \alpha_{cob}}{R_A}$$

şi deci:

$$\Omega_{cob} = \frac{-U_{A0} \cos \alpha_{cob} + R_A I_{scob}}{K}$$

rezultînd:

$$\alpha_{cob} = \arccos\left(-\frac{K\Omega_{cob} - R_A I_{scob}}{U_{A0}}\right) =$$

$$= \arccos\left(-\frac{0,5858 \cdot 164,94 - 0,5 \cdot 36,62}{342}\right) = 103,24^\circ \text{ el.} = 1,80 \text{ rad}.$$

Puterea dezvoltată de sarcină la coborîre este:

$$P_{cob} = (M_s + M_{s0})\Omega_{cob} = 25,80 \cdot 164,93 = 4,255 \text{ kW}.$$

Pierderile prin frecări:

$$P_f = M_f \Omega_{cob} = 4,35 \cdot 164,93 = 0,717 \text{ kW}.$$

Pierderile prin efect Joule:

$$P_j = R_A I^2_{scob} = 0,5 \cdot 36,62^2 = 0,6705 \text{ kW}.$$

Puterea recuperată în reţea:

$$P_{rec} = U_A I_{scob} = U_{A0} I_{scob} |\cos \alpha_{cob}| = 342.36,62 \cdot 0,229 = 2,8675 \text{ kW}.$$

Bilanţul energetic $P_{cob} = P_{rec} + P_f + P_j$ se verifică. Se recuperează în reţea 2,8675 kW, diferenţa pînă la 4,255 kW se pierde prin efect Joule şi prin frecări.

În cazul acţionării mecanismelor cu sarcină reactivă (sarcina se opune mişcării indiferent de sensul acesteia), regimul „generator-invertor" este posibil numai prin schimbarea polarităţii indusului sau a înfăşurării de excitaţie, ambele procedee conducînd în fond la inversarea polarităţii tensiunii contraelectromotoare E_A. În acest scop se utilizează fie contactoare de sens, fie mutatoare bidirecţionale.

O altă problemă legată de funcţionarea ansamblului mutator-motor o constituie limitarea valorilor maxime şi minime ale unghiului de comandă.

După cum se ştie, în cazul mutatoarelor reale pentru care nu se poate neglija fenomenul de comutaţie, durata conducţiei simultane a două tiristoare este dată de unghiul de comutaţie δ.

O primă consecinţă a fenomenului de comutaţie constă în mişcarea tensiunii medii redresate care are valoarea:

$$U_A = \frac{U_{A0}}{2} [\cos (\alpha + \delta) + \cos \alpha)].$$

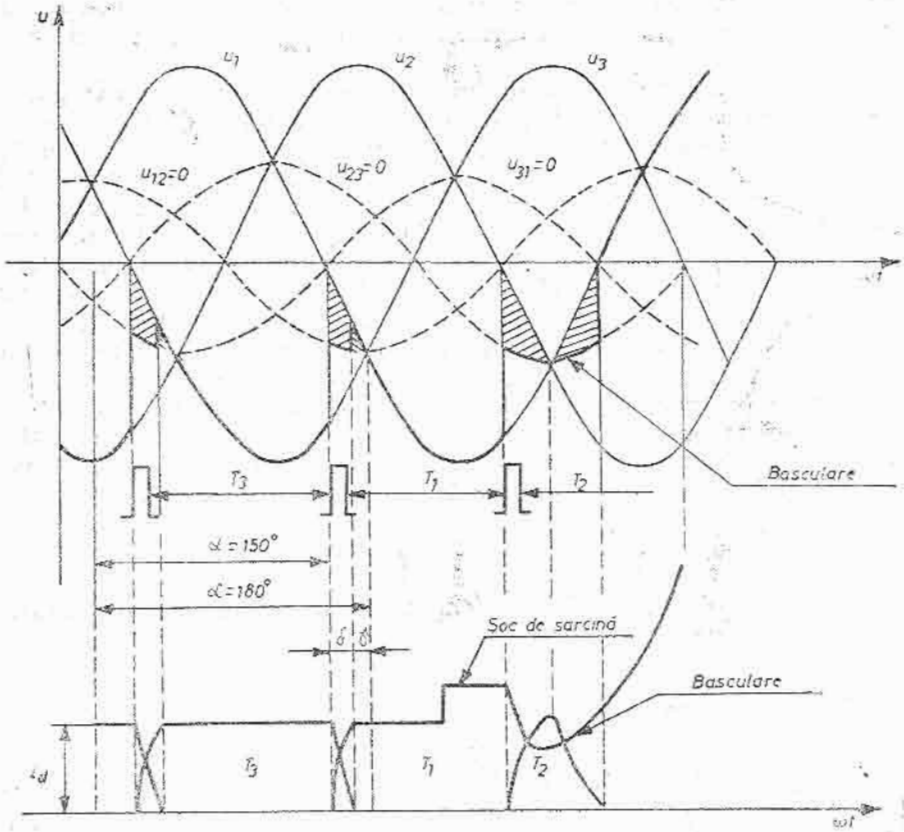


Fig. 3.7. Fenomenul de răsturnare a invertorului la un şoc de sarcină.

În figura 3.7 sînt prezentate formele de undă ale unui mutator trifazat cu punct neutru care funcţionează la unghiuri de comandă α apropiate de valorile maxime de 180° el. Stingerea tiristorului T_3 este provocată de intrarea în conducţie a tiristorului T_1. Rezerva de timp pentru conducţia simultană, a celor două tiristoare este dată de unghiul γ şi se micşorează considerabil pe măsură ce unghiul α se apropie de 180°, deoarece $\gamma = 180 - (\alpha + \delta)$. Această rezervă este indicată haşurată dublu în figură. Unghiul trebuie să fie mai mare decît timpul de revenire al tiristorului, chiar la curentul de sarcină cel mai mare debitat în regim de invertor. În caz contrar, tiristorul în conducţie nu se mai poate stinge, avînd loc basculare a mutatorului din regim de invertor în regim de redresor. În aceeaşi figură 3.7 este prezentat fenomenul basculării datorat unui şoc de sarcină. Înaintea basculării, curentul prin tiristorul T_1 (care conduce) a crescut, consecinţă a şocului de sarcină, astfel încît, procesul tranzitoriu de stingere a acestuia are o durată mai mare decît rezerva de timp existentă. Curentul nu se mai poate anula ci, din contră, creşte la valori prohibitive, consecinţă a faptului că trecerea în regim de redresor conduce la schimbarea polarităţii tensiunii de alimentare a motorului.

Curentul care apare în circuit este mai mare decît curentul continuu în regim de scurtcircuit al mutatorului, datorită creşterii tensiunii care

alimentează scurtcircuitul prin înserierea tensiunii U_A cu tensiunea contraelectromotoare E_A a maşinii electrice care funcţionează în regim de generator.

Fenomenul basculării mutatorului din regim de invertor în regim de redresor mai poate fi provocat în afara şocului de sarcină şi de lipsa accidentală a impulsului de aprindere pe un tiristor. În acest caz, pentru o inductanţă din circuitul indusului suficient de mare, curentul prin ultimul tiristor în conducţie nu se mai poate anula, tiristorul continuînd să conducă pînă la $\omega t = 360°$ el ; în acest punct tensiunea aplicată acestui tiristor creşte în sens pozitiv (plus pe anod, minus pe catod) provocîndu-se bascularea.

În practică, valoarea maximă a unghiului de comandă este limitată prin dispozitivul de comandă pe grilă la valori în jurul a 150° el.

În timpul funcţionării ansamblului mutator-motor, variaţiile posibile ale unghiului de comandă α sînt limitate şi inferior de condiţia de amorsare a tiristoarelor (în momentul aplicării impulsului de comandă pe grilă, tensiunea anodică trebuie să fie pozitivă). Tensiunea anodică este practic dată de diferenţa dintre valoarea instantanee a tensiunii fazei respective şi tensiunea medie redresată, astfel încît condiţia de amorsare devine :

$$\sqrt{2}U_f \sin \alpha_a \geqslant K_d U_f \cos \alpha$$

Ţinînd seama de (3.1) şi (3.9), valoarea minimă a unghiului de comandă se obţine din ecuaţia :

$$\cos\left(\frac{\pi}{m} - \alpha_{min}\right) = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha_{min}$$

ale cărei soluţii sînt 32,482° el. ; 20,686° el. şi 10,084° el. pentru $m = 2$, 3 şi respectiv $m = 6$.

În cazul comenzilor de aprindere la unghiul $\alpha < \alpha_{min}$ comenzile se vor executa numai după ce tensiunea reţelei a crescut la valoarea U_A şi numai în condiţiile în care durata impulsului de amorsare este suficient de mare pentru ca tensiunea reţelei să atingă această valoare.

În practică, valoarea minimă a unghiului de comandă este limitată prin dispozitivul de comandă pe grilă la valori în jurul a 30° el.

3.3.3. Curentul mediu redresat. Regimul de curent neîntrerupt

Tensiunea U_A aplicată indusului motorului are caracter pulsatoriu, nefiind constantă, deşi regimul examinat este staţionar. În consecinţă şi curentul rotoric înregistrează pulsaţii în jurul unei valori medii, amplitudinea maximă a acestora fiind limită prin bobine de filtrare.

Curentul redresat, dat de relaţia (3.7), dacă se ţine seama de relaţia (3.1) care stabileşte legătura dintre unghiul de aprindere α_a şi unghiul de comandă α capătă expresia :

$$i_A = \frac{\sqrt{2}U_f}{\omega L_A}\left[\cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha\right) - \cos \omega t - \left(\frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha\right) \times \right.$$

$$\left. \times \left(\omega t - \alpha + \frac{\pi}{m} - \frac{\pi}{2}\right)\right] + I_0. \qquad (3.11)$$

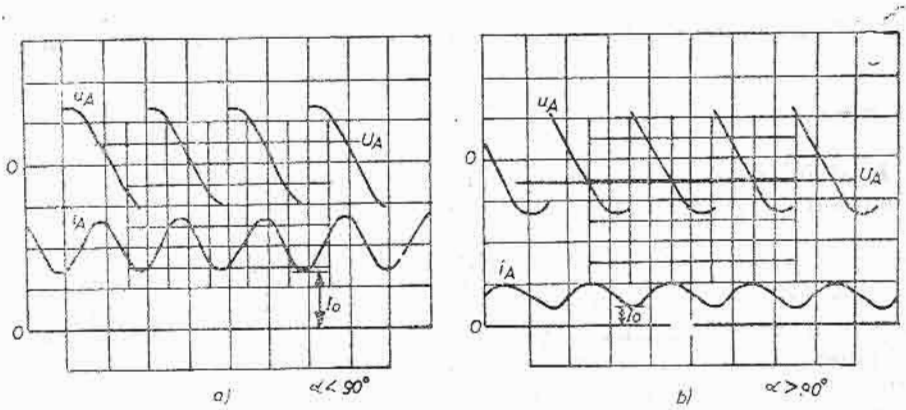


Fig. 3.8. Formele de undă ale tensiunii şi curentului redresat pentru $\alpha < 90°$ el. (*a*), $\alpha > 90°$ el. (*b*).

În figura 3.8 sînt indicate formele de undă ale tensiunii şi curentului redresat pentru valori ale unghiului de comandă mai mici (fig. 3.8, *a*) şi mai mari de 90° (fig. 3.8, *b*).

Se constată, pentru $\alpha < 90°$, funcţionarea în regim de redresor; atît tensiunea medie redresată U_A cît şi curentul i_A sînt pozitive. Pentru $\alpha > 90°$, curentul este pozitiv în timp ce tensiunea medie redresată este negativă.

Curentul redresat are două componente: una constantă, I_0 care depinde de sarcina motorului şi o componentă variabilă care depinde, în principal, de tipul mutatorului prin numărul de faze m, precum şi de inductanţa L_A a bobinei de filtrare.

Valoarea maximă a curentului corespunde unghiului $\omega t = \psi$ pentru care se anulează derivata curentului (relaţia 3.2') în raport cu timpul, adică:

$$\sqrt{2}\, U_f \sin \psi = U_A \tag{3.12}$$

şi deci:

$$i_{Amax} = \frac{\sqrt{2}\, U_f}{\omega L_A} \left[\cos \alpha_a \cos \psi - \sin \psi\, (\psi - \alpha_a)\right] + I_0 \tag{3.13}$$

Relaţia (3.13) prezintă un interes deosebit deoarece furnizează informaţii cu privire la pulsaţiile curentului redresat, pulsaţii care determină pierderi suplimentare în motorul alimentat, comparativ cu pierderile care au loc în condiţiile alimentării acestuia la o sursă de curent neted.

Pulsaţiile curentului redresat conduc totodată la dificultăţi de comutaţie la colectorul maşinii electrice, din care cauză, după cum s-a văzut, pentru asigurarea bunei funcţionări a motoarelor alimentate de la mutatoare cu tiristoare, se impun limite pentru amplitudinea pulsaţiilor curentului redresat.

Valoarea maximă a acestor amplitudini se obţine pentru $\alpha_a = \pi - \frac{\pi}{m}$, adică pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$.

Pentru această valoare a unghiului de comandă, tensiunea medie redresată este nulă şi deci din (3.12) rezultă $\psi = \pi$. Înlocuind aceste valori

în (3.13) se obţine valoarea maximă a amplitudinii curentului redresat:

$$\Delta i_A = i_A\left(\pi - \frac{\pi}{m}\right) - i_A(\alpha_a) = \frac{\sqrt{2}U_f}{\omega L_A}\left(1 - \cos\frac{\pi}{m}\right). \tag{3.14}$$

Examinînd această relaţie se constată că pulsaţiile curentului redresat se micşorează substanţial prin utilizarea mutatoarelor cu număr mare de faze. Astfel, dacă pentru schemele monofazate ($m = 2$), $i_A = \frac{\sqrt{2}U_f}{\omega L_A}$, pentru schemele trifazate ($m = 3$) amplitudinea maximă se reduce la jumătate, iar pentru cele hexafazate amplitudinea maximă reprezintă numai 13,3% din pulsaţia corespunzătoare schemelor monofazate, la aceeaşi valoare a inductanţei din circuitul indusului.

Valoarea medie I_A a curentului redresat în regim de curent neîntrerupt se obţine prin integrarea relaţiei (3.11) pe durata conducţiei $\beta = 2\pi/m$ şi raportînd-o la aceasta:

$$I_A = \frac{m}{2\pi}\frac{\sqrt{2}U_f}{\omega L_A}\int_{\alpha_a}^{\alpha_a+\frac{2\pi}{m}}\left[\cos\alpha_a - \cos\omega t - \frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\cos\alpha(\omega t - \alpha_a)\right]d\omega t + I_0.$$

Ţinînd seama de (3.1) şi (3.9), după cîteva calcule lăsate pe seama cititorului, se obţine:

$$I_A = \frac{U_{A0}}{\omega L_A}\left(1 - \frac{\pi}{m}\operatorname{ctg}\frac{\pi}{m}\right)\sin\alpha + I_0. \tag{3.15}$$

Se constată, după cum era de aşteptat, existenţa a două componente în expresia curentului de sarcină I_A, corespunzător celor două componente ale valorii instantanee ale curentului redresat.

Componenta constantă I_0 este determinată de sarcina motorului:

$$I_0 = I_A - \frac{U_{A0}}{\omega L}\left(1 - \frac{\pi}{m}\operatorname{ctg}\frac{\pi}{m}\right)\sin\alpha. \tag{3.16}$$

Condiţia funcţionării în regim de curent neîntrerupt constă în $I_0 \neq 0$.

A.3.2. Să se determine valorile pulsaţiilor curentului redresat date de expresia exactă (3.5) pentru $\varphi = \operatorname{arctg}\frac{\omega L_A}{R_A} = 85°$ el. şi să se compare cu valorile pulsaţiilor obţinute utilizînd relaţia simplificată (3.14).

Soluţie

Amplitudinea maximă a pulsaţiilor curentului redresat este dată de (3.5) pentru $I_0 = 0$; $\omega t = \pi$ şi $\alpha = \frac{\pi}{2}$, adică pentru $\alpha_a = \pi - \frac{\pi}{m}$:

$$i_A = \frac{\sqrt{2}U_f}{\omega L_A}\left[\frac{1 - e^{-\frac{\pi}{m\operatorname{tg}\varphi}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{m\operatorname{tg}\varphi}}}\sin 2\varphi\sin\frac{\pi}{m} + \sin^2\varphi - \sin\left(\frac{\pi}{m} + \varphi\right)\cdot\sin\varphi\right].$$

Efectuînd calculele pentru $\varphi = 85°$ el. (valoare uzuală), se obţine:

a) pentru $m = 2$

$$i_A = \frac{\sqrt{2}\,U_f}{\omega L_A} \cdot 0{,}99836 \text{ A}.$$

Eroarea rezultată prin aplicarea relaţiei simplificate (3.18) este de $\varepsilon = \frac{0{,}99836 - 1}{0{,}99836} = -1{,}64 \cdot 10^{-3}$;

b) pentru $m = 3$

$$i_A = \frac{\sqrt{2}\,U_f}{\omega L_A} \cdot 0{,}499644 \text{ A}$$

cu eroarea

$$\varepsilon = \frac{0{,}499644 - 0{,}5}{0{,}499644} = -7{,}12 \cdot 10^{-4};$$

c) pentru $m = 6$

$$i_A = \frac{\sqrt{2}\,U_f}{\omega L_A} \cdot 0{,}133951 \text{ A}$$

cu eroarea

$$\varepsilon = \frac{0{,}133951 - 0{,}1339746}{0{,}133951} = -1{,}75 \cdot 10^{-4}.$$

Dealtfel se constată că pentru $\varphi = 90°$ el, adică neglijînd rezistenţa din circuitul indusului, expresia exactă a pulsaţiei maxime se confundă cu expresia simplificată.

Se poate trage deci concluzia că utilizarea expresiei aproximative (3.14) conduce la erori mai mici decît 10^{-2}.

A.3.3. Pentru motorul din aplicaţia A.3.1., care antrenează mecanismul de ridicare al unui pod rulant să se calculeze expresiile curentului redresat. Inductanţa totală din circuitul indusului este $L = 81{,}6$ mH, motorul fiind alimentat de la un mutator monofazat, complet comandat, tensiunea de alimentare a acestuia fiind de $U_f = 380$ V.

Rezolvare

Expresia curentului redresat este dată de relaţia (3.11) care pentru $m = 2$, devine, la ridicare:

$$i_{Arid} = \frac{\sqrt{2}U_f}{\omega L}\left[\cos\alpha_{rid} - \cos\omega t - \frac{U_{A0}\cos\alpha_{rid}}{\sqrt{2}\,U_f}(\omega t - \alpha_{rid})\right] + I_0.$$

Componenta continuă I_0 are valoarea:

$$I_0 = I_{Arid} - \frac{U_{A0}}{\omega L}\sin\alpha_{id} = 51{,}47 - \frac{342 \sin 50{,}188°}{100\pi \cdot 81{,}6 \cdot 10^{-3}} = 41{,}14 \text{ A}$$

şi deci:

$$i_{Arid} = \frac{\sqrt{2}\,380}{100\pi \cdot 81{,}6 \cdot 10^{-3}}\,[0{,}640 - \cos\omega t - 0{,}407(\omega t - 0{,}876)] +$$

$$+ 41{,}14 = 64{,}045 - 20{,}963\cos\omega t - 0{,}54\,\omega t;$$

pentru $\omega t \in (0{,}876;\ 4{,}017$ rad).

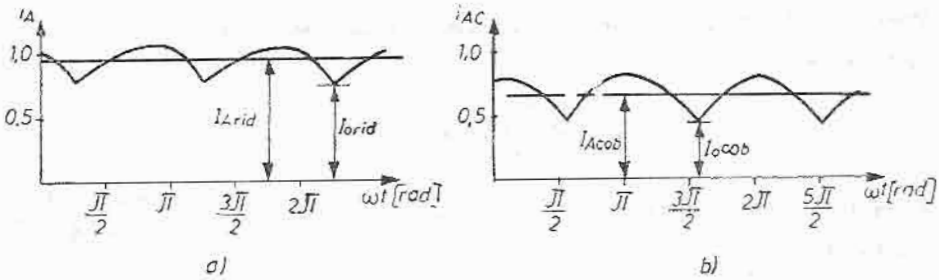


Fig. 3.9. Explicativă pentru aplicaţia A.3.3.

Valoarea maximă corespunde pentru $\omega t = 154{,}79°$ el. $= 2{,}702$ rad şi este $i_{Amax} = 57{,}94$ A, rezultînd o ondulaţie de 12,57%.

Componenta continuă la coborîre are valoarea:

$$I_0 = I_{scob} - \frac{U_{A0}}{\omega L} \sin \alpha_{cob} = 36{,}62 - \frac{342 \sin 103{,}24°}{100\pi \cdot 81{,}6 \cdot 10^{-3}} = 23{,}634.$$

Expresia curentului la coborîre, pentru $\alpha_{cob} = 103{,}25°$ el., devine:

$$i_{Acob} = \frac{\sqrt{2}\,380}{100\pi \cdot 81{,}6 \cdot 10^{-3}} \left[-0{,}229 - \cos \omega t + \frac{342 \cos 103{,}24°}{\sqrt{2}\,380} \cdot (\omega t - 1{,}80) \right] + 23{,}63.$$

Rezultă:

$$i_{Acob} = 13{,}33 - 20{,}963 \cos \omega t + 3{,}054\, \omega t; \text{ cu } \omega t \in (1{,}80;\ 4{,}94 \text{ rad}).$$

Valoarea maximă corespunde pentru $\omega t = 188{,}38°$ el. $= 3{,}29$ rad şi este $i_{Acob.max.} = 44{,}11$ A, ondulaţia fiind de 20,45%, explicabilă prin valorile apropiate de 90° ale unghiului de comandă.

Variaţiile curentului redresat raportate la I_N pentru ridicare şi coborîre sînt indicate în figura 3.9, *a* şi *b*.

3.3.4. Regimul de curent întrerupt. Dimensionarea bobinelor de filtrare-limitare

În situaţia în care sarcina motorului este redusă, componenta I_0 devine nulă şi curentul prin tiristorul aflat în conducţie se anulează înaintea intrării în conducţie a tiristorului următor. Acest regim de funcţionare este denumit uzual *regim de curent întrerupt*.

În figurile 3.10 şi 3.11 sînt indicate formele de undă ale curentului şi tensiunii redresate în regim de curent întrerupt şi la limita de întrerupere.

În regim de curent întrerupt curentul se anulează înaintea intrării în conducţie a tiristorului următor; pe durata în care nu conduc tiristoarele, tensiunea la bornele motorului este dată numai de tensiunea electromotoare E_A.

Tensiunea medie redresată are expresia (3.8), cu $\beta < 2\pi/m$:

$$U_{Ai} = \sqrt{2} U_f \frac{\cos\left(\alpha + \frac{\beta}{2} - \frac{\pi}{m}\right)}{\frac{\beta}{2}} \sin \frac{\beta}{2}$$

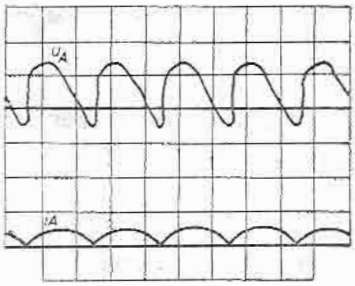


Fig. 3.10. Formele de undă ale tensiunii şi curentului în regim de curent întrerupt.

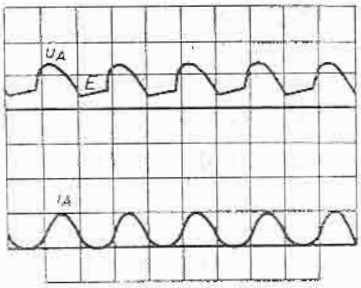


Fig. 3.11. Formele de undă la limita regimului de curent întrerupt.

iar curentul în regim de curent întrerupt se obţine din (3.7), pentru $E_A + I_A R_A = U_{Ai}$ şi $I_0 = 0$:

$$i_{Ai} = \frac{\sqrt{2}\,U_f}{\omega L}\left[\cos\alpha_a - \cos\omega t - \frac{U_{Ai}}{\sqrt{2}U_f}(\omega t - \alpha_a)\right]. \tag{3.17}$$

Tensiunea medie redresată U_{Ai} fiind mai mare decît $U_{A'}$ funcţionarea în regim de curent întrerupt conduce la tendinţa de ambalare a motorului şi după cum se va vedea, la o neliniaritate pronunţată a caracteristicilor mecanice ale ansamblului mutator-motor. Regimul de curent întrerupt se limitează prin introducerea în circuitul indusului a unor bobine saturabile, calculate astfel încît la valoarea curentului de mers în gol funcţionarea să fie încă în regim de curent neîntrerupt.

Ansamblul mutator-motor funcţionează în regim de curent neîntrerupt cît timp sarcina motorului este suficient de mare pentru ca $I_0 > 0$. Valoarea minimă a curentului mediu redresat pentru care instalaţia se află încă în regim de curent neîntrerupt se obţine din (3.15), făcînd $I_0 = 0$:

$$I_{A\,min} = \frac{U_{A0}}{\omega L}\left(1 - \frac{\pi}{m}\operatorname{ctg}\frac{\pi}{m}\right)\sin\alpha. \tag{3.18}$$

Pentru un mutator dat, intrarea în regim de curent întrerupt depinde de unghiul de comandă α, situaţia cea mai defavorabilă avînd loc pentru $\alpha = 90°$ el. Notăm această valoare critică a curentului prin I_{Acr} şi o vom considera ca mărime de referinţă pentru curentul mediu redresat:

$$I_{Acr} = \frac{U_{A0}}{\omega L}\left(1 - \frac{\pi}{m}\operatorname{ctg}\frac{\pi}{m}\right). \tag{3.19}$$

Relaţia (3.19) permite *determinarea valorii inductanţei totale din circuitul indusului, limitînd valoarea critică a curentului mediu redresat la* $k_0 I_N$. Coeficientul k_0 se alege astfel încît la curentul cel mai mic, corespunzător încărcării minime a motorului, regimul de funcţionare să fie încă neîntrerupt.

Rezultă deci, pentru $\omega = 2\pi f = 100\pi$ şi $I_{Acr} = k_0 I_N$:

$$L = \frac{10}{\pi} K_B \frac{U_{A0}}{k_0 I_N}\ [\mathrm{mH}], \tag{3.20}$$

unde $K_B = 1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m}$ este un coeficient care depinde numai de tipul mutatorului.

Valorile coeficientului K_B şi ale inductanţei L raportate la $\frac{U_{A0}}{k_0 I_N}$ pentru cele mai uzuale mutatoare sînt indicate în tabelul 3.2.

TABELUL 3.2

Valorile inductanţelor bobinelor de limitare a regimului de curent întrerupt

Tipul mutatorului	Monofazat complet comandat	Trifazat cu punct median	Trifazat în punte complet comandată	Punte monofazată semicomandată	Punte trifazată semicomandată
K_B	1	0,394	0,093	0,567	0,295
L^*	3,18	1,25	0,30	1,79	0,76

Bobinele de limitare a regimului de curent întrerupt se realizează pe miez de fier, dimensionarea lor făcîndu-se astfel încît inductanţa L să rămînă constantă pînă la curenţi a căror valoare să fie $\frac{1}{0,22} k_0 I_N$, după care urmează saturarea bobinei, cu reducerea de (3—5) ori a valorilor iniţiale.

O altă metodă prin care se dimensionează bobinele din circuitul indusului motorului constă în limitarea amplitudinii armonicii fundamentale la valori impuse de solicitările termice ale motorului şi de condiţiile mai dificile de comutare.

Tensiunea continuă nefiltrată u_A este dată de porţiunile de sinusoidă corespunzătoare duratei de conducţie a tiristoarelor. Această tensiune are deci un caracter pulsatoriu fiind variabilă în timp chiar şi în regim staţionar. Pentru un unghi de comandă dat, tensiunea u_A este periodică, cu perioada egală cu durata de conducţie a tiristoarelor $2\pi/m$, putînd fi deci dezvoltată în serie Fourier;

$$u_A(t) = \frac{U_{A0}}{2} \cos \alpha + \sum_{n=1}^{n} \frac{2}{\nu^2 - 1} U_{A0} \sqrt{\nu^2 - (\nu^2 - 1) \cos^2 \alpha} \cdot \cos(n \Omega t + \varphi_n),$$

unde $\Omega = \frac{2\pi}{T} = m\omega$; $\nu = mn$ cu $n \in N$ şi

$$\varphi_n = -\operatorname{arc\,tg} \frac{mn \cos mn\alpha \sin \alpha - \sin mn\alpha \cos \alpha}{mn \sin mn\alpha \sin \alpha + \sin mn\alpha \cos \alpha}.$$

Primul termen al dezvoltării reprezintă componenta continuă, al doilea termen armonica fundamentală, iar următorii termeni armonicele de ordin superior.

Amplitudinea A_n a armonicilor tensiunii redresate este maximă pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$ şi are deci valoarea:

$$A_{n\,max} = 2 \frac{\nu}{\nu^2 - 1} U_{A0}.$$

Interes practic prezintă armonica fundamentală a tensiunii redresate obţinută pentru $n = 1$:

$$A_1 = 2\frac{m}{m^2 - 1} U_{A0}. \tag{3.21}$$

Valoarea eficace a curentului corespunzător armonicii de ordinul întîi va fi:

$$I_1 = \frac{A_1}{\sqrt{2}\, m\omega L_W},$$

unde L_W reprezintă inductanţa totală din circuitul indusului şi este dată de suma inductanţelor bobinei de filtrare şi de inductanţa proprie a motorului. Rezultă deci:

$$I_1 = \sqrt{2}\frac{U_{A0}}{\omega L_W}\frac{1}{m^2 - 1}. \tag{3.22}$$

Valoarea inductanţei bobinei de filtrare se determină limitînd componenta alternativă I_1 la $K_W I_N$. Limitarea este impusă pentru a evita încărcarea termică a motorului şi înrăutăţirea comutaţiei sale. Coeficientul K_W este impus de constructorul maşinii electrice utilizate depinzînd în exclusivitate de comutaţia acesteia; o valoare uzuală este $K_W = 0{,}17$.

Rezultă deci pentru inductanţa de filtrare valoarea:

$$L_W = \frac{4{,}50}{m^2 - 1}\frac{U_{A0}}{K_W I_N} \quad [\text{mH}] \tag{3.23}$$

sau raportînd la $\frac{U_{A0}}{K_W I_N}$

$$L_W = L_W^* \frac{U_{A0}}{K_W I_N}. \tag{3.24}$$

TABELUL 3.3.

Valorile inductanţelor bobinelor de filtrare

m	2	3	6
L_W^*	1,5	0,56	0,13

Pentru tipurile uzuale de mutatoare utilizate în practică valorile raportate L_W^* ale inductanţei bobinei de filtrare, stabilite prin criteriul limitării amplitudinii armonicii fundamentale, sînt indicate în tabelul 3.3.

A.3.4. Un motor de curent continuu cu excitaţie independentă avînd $U_N = 110$ V este alimentat de la un mutator monofazat.

Motorul funcţionează în regim de curent întrerupt. Cunoscînd tensiunea secundarului transformatorului de adaptare care alimentează mutatorul $U_{2f} = 190$ V, să se stabilească expresia curentului redresat şi valoarea medie a acestuia, pentru $\alpha = 60°$ el., durata de conducţie a tiristoarelor fiind $\beta = 120°$ el. Inductanţa din circuitul motorului este de $L_A = 20$ mH.

Rezolvare

Tensiunea medie redresată are valoarea dată de (3.7):

$$U_{Ai} = \sqrt{2}\, 190 \frac{\cos\left(\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{2}\right)}{\frac{\pi}{3}} \sin\frac{\pi}{3} = 192{,}44 \text{ V}$$

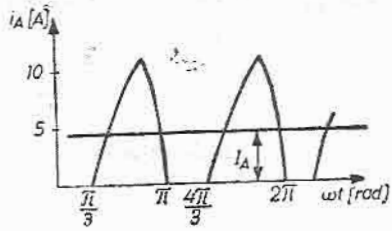


Fig. 3.12. Explicativă pentru aplicația A.3.5.

mult mai mare decît tensiunea corespunzătoare regimului de curent neîntrerupt și care este de $U_A = 0{,}9 \cdot 190 \cos \frac{\pi}{3} = 85{,}50$ V.

Curentul redresat are expresia dată de (3.17):

$$i_{Ai} = \frac{\sqrt{2}\,190}{100\pi\, 20 \cdot 10^{-3}} \left[\cos \frac{\pi}{3} - \cos \omega t - \frac{192{,}44}{\sqrt{2}\,190}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right)\right] =$$

$$= 53{,}455 - 42{,}765 \cos \omega t - 30{,}627\, \omega t.$$

Valoarea maximă corespunde pentru $\omega t = 2{,}368$ rad (135,72° el.) și este de 11,524 A.

Valoarea medie a curentului redresat este dată de $I_{Ai} = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} (53{,}455 - 42{,}765 \cos \omega t - 30{,}627\, \omega t) d\omega t = 4{,}66$ A.

Curbele de variație ale curentului sînt indicate în figura 3.12.

A.3.5. Motorul Ce 82 N avînd $U_N = 110$ V; $I_N = 134$ A; $P_N = 12{,}5$ kW și $n_N = 1050$ rot/min este alimentat de la un mutator monofazat, sarcina la mersul în gol fiind 0,1 din sarcina nominală.

Să se dimensioneze elementele circuitului de forță.

Rezolvare

Dintre mutatoarele monofazate complet comandate, aplicația cea mai largă o are mutatorul monofazat cu punct median din figura 3.13, *a* și mutatorul monofazat în punte (fig. 3.13, *b*). Formele de undă ale tensiunii și curentului redresat indicate în figura 3.13, *c* și *d* sînt aceleași pentru ambele mutatoare.

Valoarea tensiunii medii redresate este, de asemenea, aceeași $U_A = 0{,}9\, U_f \cos \alpha$.

La schema monofazată cu punct median (fig. 3.13, *a*) existența transformatorului este obligatorie pentru asigurarea celor două tensiuni egale și în opoziție de fază. Mutatorul în punte monofazată poate fi eventual conectat direct la rețea prin intermediul unei bobine de inductanță aproximativ egală cu inductanța de scăpări a unui transformator de putere egală cu a mutatorului alimentat. Bobina are rolul de a limita viteza de creștere a curentului la comutarea conducției de pe un tiristor pe altul și de a asigura funcționarea eficace a siguranțelor ultrarapide. Astfel, în timpul arderii siguranțelor, consecință a unui scurtcircuit pe partea de curent continuu, bobinele limitează creșterea curentului de scurtcircuit.

Inductanța bobinei de limitare a regimului de curent întrerupt pentru ambele scheme se determină astfel încît inductanța totală din circuitul indusului să aibă valoarea $L_A = 3{,}18 \frac{U_{A0}}{K_e I_N}$ [mH].

În rezolvarea problemei date, examinăm mai întîi cazul utilizării unui mutator monofazat cu punct median.

Tensiunea continuă care trebuie obținută de la mutator este dată de

$$U_{Anecesar} = \frac{U_N + R_b I_N + N U_t}{\cos \alpha_{min}},$$

unde R_b este rezistența activă a circuitului de alimentare a indusului, fiind determinată de rezistența bobinei de filtrare și a secundarului transformatorului de adaptare apreciată la 0,2Ω.

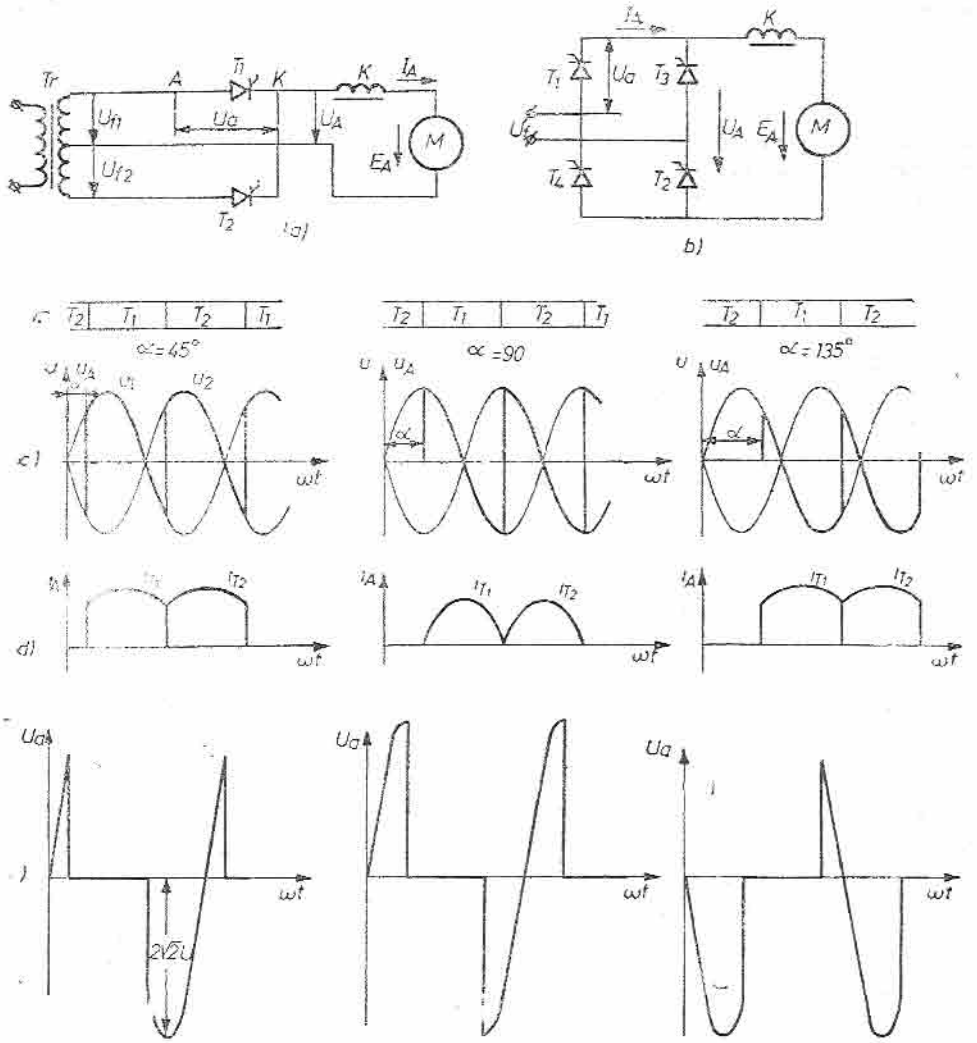


Fig. 3.13. Mutator monofazat cu punct median (*a*) şi în punte (*b*).

— N reprezintă numărul de tiristoare parcurse simultan de curentul de sarcină ($N = 1$ pentru mutatoarele monofazate cu punct median şi $N = 2$ pentru cele în punte).

— U_t este căderea de tensiune pe tiristor apreciată la 1,5 V, iar α_{min} este unghiul de comandă minim, limitat la 35° el. prin dispozitivul de comandă pe grilă.

Rezultă:

$$U_{Anec} = \frac{110 + 0{,}2 \cdot 134 + 1{,}5}{0{,}8192} = 168{,}65 \text{ V}.$$

Tensiunea alternativă necesară pentru alimentarea mutatorului $U_{f\,nec} = \dfrac{U_{Anec}}{0{,}9} = 187{,}39\text{V}$ care se rotunjeşte la 190 V.

Valoarea inductanței bobinei de filtrare calculată prin criteriul limitării armonicii fundamentale

$$L_W = 1{,}5\,\frac{U_{A0}}{K_W I_N} = 1{,}5\,\frac{0{,}9\cdot 190}{0{,}17\cdot 134} = 11{,}25\ \text{mH},$$

unde $K_W = 0{,}17$ este recomandat de fabricantul mașinii electrice, valoare care asigură o comutație bună în condițiile caracterului ondulat al curentului de sarcină.

Valoarea inductanței prin criteriul evitării regimului de curent întrerupt este

$$L_K = 3{,}18\,\frac{U_{A0}}{K_0 I_N} = 3{,}18\,\frac{0{,}9\cdot 190}{0{,}1\cdot 134} = 40{,}58\ \text{mH},$$

unde $K_0 = M_{s0}/M_N$ reprezintă coeficientul de mers în gol al instalației, dat prin temă.

Se alege bobina de filtrare-limitare tip BF70/20 de fabricație românească avînd $L_K = 70$ mH care asigură inductanța maximă rezultată prin aplicarea celor două criterii.

Dacă este utilizat un mutator monofazat în punte se poate renunța la transformatorul de adaptare, alimentarea făcîndu-se direct de la rețeaua de 380/220 între fază și nul, prin intermediul a două bobine de rețea. Inductanța acestora se determină calculînd inductanța de scăpări a transformatorului de adaptare echivalent:

$$L_K = \frac{u_K}{100}\,\frac{U_f}{100\pi I_2} = \frac{6{,}5}{100}\,\frac{220}{100\pi\, 134/\sqrt{2}} = 0{,}48\ \text{mH}.$$

Se aleg bobinele de rețea BR 0,6/50 din fabricația indigenă.

A.3.6. Pentru motorul din aplicația 3.1 alimentat pe indus de la un mutator trifazat cu punct median, să se calculeze elementele circuitului de forță.

Rezolvare

Valoarea medie este $U_A = 1{,}17\ U_{A0}\cos\alpha$. Curentul are trei pulsuri pe o perioadă (fig. 3.14, *e*), iar valoarea inductanței de limitare a regimului de curent întrerupt este dată de $L_A = 1{,}25\,\dfrac{U_{A0}}{K_0 I_N}$.

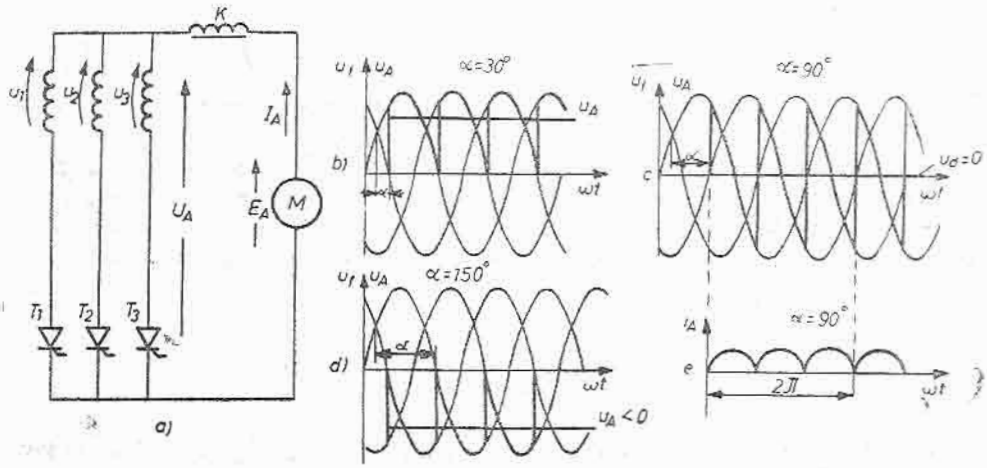


Fig. 3.14. Mutator trifazat cu punct neutru.

Pentru determinarea tensiunii din secundarul transformatorului de adaptare şi a bobinei de limitare a regimului de curent întrerupt se urmăreşte procedeul din problema precedentă, obţinîndu-se succesiv:

$$U_{Anec} = \frac{U_N + R_b I_N + U_b}{\cos \alpha_{min}} = \frac{220 + 0{,}2 \cdot 53{,}5 + 1{,}5}{\cos 30^\circ \text{ el.}} = 268{,}1 \text{ V};$$

$$U_{fnec} = \frac{U_{Anec}}{1{,}17} = \frac{268{,}1}{1{,}17} = 229{,}17 \text{ V, care se rotunjeşte la 260 V.}$$

Valoarea inductanţei bobinei de filtrare calculată prin criteriul limitării armonicii fundamentale este:

$$L_W = 0{,}56 \frac{U_{A0}}{K_W I_N} = 0{,}56 \frac{304{,}2}{0{,}17 \cdot 53{,}5} = 18{,}73 \text{ mH}$$

iar valoarea calculată prin criteriul limitării regimului de curent întrerupt:

$$L_K = 1{,}25 \frac{U_{A0}}{K_0 I_N} = 1{,}25 \frac{304{,}2}{0{,}31 \cdot 53{,}5} = 22{,}92 \text{ mH.}$$

Se alege bobina BFS 30 care are $L = 30$ mH.

3.3.5. Caracteristicile mecanice ale motoarelor de curent continuu cu excitaţie independentă, alimentate de la mutatoare cu tiristoare complet comandate

Caracteristica mecanică a motoarelor de curent continuu cu excitaţie independentă a fost prezentată în capitolul 2 şi are expresia:

$$\Omega = \frac{U_A}{K} - \frac{R_A}{K^2} M. \tag{3.25}$$

Această expresie se întîlneşte şi sub forma dependenţei vitezei de rotaţie funcţie de curentul de sarcină,

$$\Omega = \frac{U_A}{K} - \frac{R_A}{K} I_A. \tag{3.26}$$

Existenţa regimului de curent întrerupt şi condiţia de amorsare a tiristoarelor (tensiune anodică pozitivă) determină unele particularităţi ale caracteristicilor mecanice specifice alimentării motoarelor de la mutatoare cu tiristoare.

În studiul caracteristicilor mecanice ale motoarelor alimentate de la mutatoare cu tiristoare trebuie să se examineze separat cazurile de curent întrerupt şi neîntrerupt.

În cazul funcţionării ansamblului mutator-motor în regim de curent neîntrerupt, $U_A = U_{A0} \cos \alpha$, caracteristicile mecanice corespund relaţiei clasice (3.25); la flux de excitaţie nominal sînt drepte paralele, panta acestora nedepinzînd de tensiunea de alimentare. La flux variabil, panta creşte sensibil.

Pentru a exprima caracteristicile mecanice în unităţi relative, se alege drept viteză de referinţă viteza de mers în gol a motorului alimentat de

la o sursă de tensiune netedă, de valoare nominală U_{A0}, adică:

$$\Omega_{bază} = \frac{U_{A0}}{K}. \tag{3.27}$$

Raportînd mărimile din (3.26) la $\Omega_{bază}$ şi notînd prin ν viteza de rotaţie exprimată în unităţi relative, se obţine:

$$\nu = \cos\alpha - r_A i_A \tag{3.28}$$

unde

$$i_A = \frac{I_A}{I_N} \text{ şi } r_A = \frac{R_A}{U_{A0}} I_N.$$

Introducem în continuare noţiunea de *caracteristică limită*, notată prin ν_l respectiv Ω_l care corespunde vitezei unui motor fictiv de rezistenţă nulă în circuitul indusului. În acest fel, studiul caracteristicilor mecanice este mult uşurat, caracteristicile obţinute avînd, totodată, un caracter universal. Trecerea de la aceste caracteristici universale la caracteristicile reale se face simplu, scăzînd din viteza limită ν_l căderea de viteză $\Delta\nu = r_A i_A$, unde r_A şi i_A sînt rezistenţa, respectiv curentul, exprimate în unităţile relative.

În regim de curent neîntrerupt caracteristicile mecanice universale sînt date deci de dreptele:

$$\nu_l = \cos\alpha; \text{ pentru orice } I_A \geqslant I_{Acr}. \tag{3.29}$$

În cazul funcţionării în regim de curent întrerupt se deosebesc două situaţii. Pentru unghiuri de comandă $\alpha < \frac{\pi}{m}$ la care amorsarea tiristoarelor are loc pe panta pozitivă a sinusoidei tensiunii reţelei de alimentare, imediat după amorsarea tiristoarelor tensiunea u a reţelei creşte în raport cu tensiunea contraelectromotoare E_A, care rămîne practic constantă. În consecinţă, chiar la o sarcină, teoretic nulă a motorului, curentul din circuitul indusului este diferit de zero, motorul neputînd deci funcţiona în gol ideal (vezi şi fig 3.15). Expresia acestui curent este dată, evident, tot de relaţia generală (3.7) în care însă $I_0 = 0$ şi $R_A = 0$, deoarece examinăm caracteristicile mecanice limită, pentru care $R_A = 0$:

$$i_{Ai} = \frac{\sqrt{2}U_f}{\omega L}\left[\cos\alpha_a - \cos\omega t - \frac{E_A}{\sqrt{2}U_f}(\omega t - \alpha_a)\right]. \tag{3.30}$$

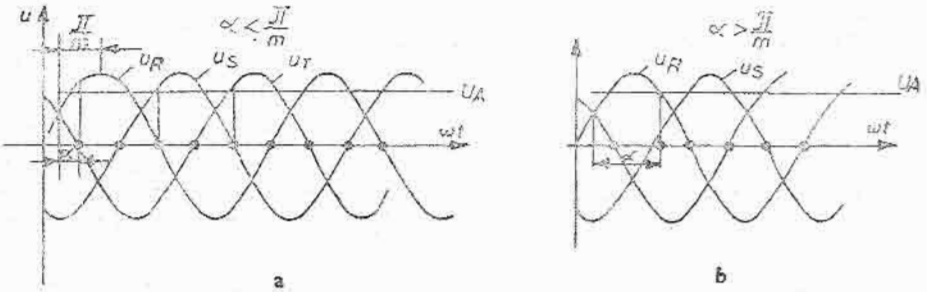


Fig. 3.15. Explicativă pentru regimul de imposibilitate de funcţionare în gol.

Valoarea maximă pe care o poate avea tensiunea contraelectromotoare E_A este dată de condiția de amorsare a tiristoarelor:

$$E_A = \sqrt{2}U_f \sin \alpha_a. \tag{3.31}$$

Durata minimă de conducție a tiristoarelor β_{min}, în cazul funcționării în această zonă de imposibilitate de mers în gol a motorului, se obține scriind că pentru $\omega t = \alpha_a + \beta_{min}$ curentul i_{Ai} se anulează. În acest fel, ținînd seama de relațiile (3.30) și (3.31) se obține condiția:

$$\cos \alpha_a - \cos (\alpha_a + \beta_{min}) - \beta_{min} \sin \alpha_a = 0.$$

După separarea variabilelor α_a și β_{min} se obține:

$$\operatorname{ctg} \alpha_a = \frac{\beta_{min} - \sin \beta_{min}}{1 - \cos \beta_{min}}. \tag{3.32}$$

Rezolvarea pe calculator a acestei ecuații transcendente, valabilă pentru $\alpha_a < \frac{\pi}{2}$, conduce la soluțiile indicate în tabelul 3.4.

TABELUL 3.4.

Durata minimă de conducție în regim de curent întrerupt

m	α_a [°el]	α [°el]	β_{min}
2	32.482	32.482	180.000
	35.000	35.000	171.342
	40.000	40.000	154.553
	45.000	45.000	138.196
	50.000	50.000	122.182
	55.000	55.000	106.430
	60.000	60.000	90.863
	65.000	65.000	75.480
	70.000	70.000	60.266
	75.000	75.000	45.096
	80.000	80.000	30.036
	85.000	85.000	14.988
	90.000	90.000	0.000
3	50.686	20.686	120.000
	55.000	25.000	106.430
	60.000	30.000	90.863
	65.000	35.000	75.480
	70.000	40.000	60.266
	75.000	45.000	45.096
	80.000	50.000	30.036
	85.000	55.000	14.988
	90.000	60.000	0.000
6	70.082	10.082	60.000
	75.000	15.000	45.096
	80.000	20.000	30.036
	85.000	25.000	14.988
	90.000	30.000	0.000

Valoarea tensiunii contraelectromotoare în regim de curent întrerupt este dată de (3.8) cu condiția $R_A = 0$.

Expresia vitezei de rotație în această zonă este dată deci de:

$$\Omega_l = \frac{\sqrt{2}\,U_f}{K} \cos\left(\alpha + \frac{\beta}{2} - \frac{\pi}{m}\right) \frac{\sin\frac{\beta}{2}}{\frac{\beta}{2}}$$

sau, în unități relative:

$$\nu_l = \frac{\pi}{m} \frac{\cos\left(\alpha + \frac{\beta}{2} - \frac{\pi}{m}\right)}{\sin\frac{\pi}{m}} \cdot \frac{\sin\frac{\beta}{2}}{\frac{\beta}{2}}. \tag{3.33}$$

Se constată că viteza limită depinde numai de parametrii mutatorului, ceea ce justifică caracterul universal al caracteristicilor mecanice astfel construite.

Viteza maximă posibilă se obține din (3.33) pentru $\beta = \beta_{min}$, cu β_{min} dat de ecuația (3.32):

$$\nu_{lmax} = \frac{\pi}{m} \frac{\cos\left(\alpha + \frac{\beta_{min}}{2} - \frac{\pi}{m}\right)}{\sin\frac{\pi}{m}} \frac{\sin\frac{\beta_{min}}{2}}{\frac{\beta_{min}}{2}}. \tag{3.34}$$

Curentul mediu redresat se obține integrînd curentul dat de relația (3.30) pe intervalul $\alpha_a < \omega t < \alpha_a + \beta$ și raportînd această integrală la durata maximă de conducție $\frac{2\pi}{m}$:

$$I_A = \frac{m}{2\pi} \frac{\sqrt{2}\,U_f}{\omega L} \int_{\alpha_a}^{\alpha_a+\beta} \left[\cos\alpha_a - \cos\omega t - \frac{E_A}{\sqrt{2}\,U_f}(\omega t - \alpha_a)\right] d\omega t$$

care, dacă se ține seama de valoarea tensiunii contraelectromotoare E_A dată de (3.8) conduce la expresia:

$$I_{Al} = \frac{U_{A0}}{\omega L} \frac{\sin\frac{\beta}{2}}{\sin\frac{\pi}{m}} \left(1 - \frac{\beta}{2}\operatorname{ctg}\frac{\beta}{2}\right) \sin\left(\alpha + \frac{\beta}{2} - \frac{\pi}{m}\right). \tag{3.35}$$

Raportînd această relație la valoarea curentului de referință dat de (3.19), adică la valoarea curentului limită pentru care instalația se mai află încă în regim de curent întrerupt, se obține expresia curentului mediu redresat normat, corespunzător funcționării în zona regimului de curent întrerupt și de imposibilitate de mers în gol:

$$i_l = \frac{\sin\frac{\beta}{2}}{\sin\frac{\pi}{m}} \frac{\left(1 - \frac{\beta}{2}\operatorname{ctg}\frac{\beta}{2}\right)}{\left(1 - \frac{\pi}{m}\operatorname{ctg}\frac{\pi}{m}\right)} \sin\left(\alpha + \frac{\beta}{2} - \frac{\pi}{m}\right). \tag{3.36}$$

În sfîrșit, în aceeași zonă a regimului de curent întrerupt, în cazul în care amorsarea tiristoarelor are loc după trecerea tensiunii rețelei prin

valoarea de vîrf $\left(\text{adică } \alpha_a \geqslant \frac{\pi}{2}\right)$, intrarea în conducție a tiristoarelor nu conduce neapărat și la creșterea curentului din circuitul motorului; există valori ale tensiunii contraelectromotoare E_A pentru care imediat după amorsarea tiristoarelor tensiunea rețelei de alimentare u devine mai mică decît E_A (aprinderea are loc pe panta negativă a sinusoidei tensiunii de alimentare). În această zonă motorul poate funcționa în regim de mers în gol ideal (vezi și fig. 3.15,*b*).

Expresiile curentului și vitezei date de (3.36), respectiv (3.33), sînt în continuare valabile și în această zonă, valoarea minimă a duratei de conducție fiind de rîndul acesta nulă.

În concluzie, caracteristicile mecanice ale motoarelor de curent continuu cu excitație independentă, alimentate de la mutatoare cu tiristoare, complet comandate, au expresii diferite după cum ansamblul mutator-motor funcționează în regim de curent neîntrerupt sau întrerupt. În zona regimului de curent neîntrerupt, la un unghi de comandă α dat, caracteristica mecanică universală este dreapta de ordonată $\nu = \cos\alpha$.

În zona regimului de curent întrerupt caracteristicile mecanice universale sînt date de expresiile parametrice (3.36) și (3.33).

Cele două zone de funcționare în regim de curent întrerupt și neîntrerupt sînt delimitate astfel:

— pentru $\alpha < \frac{\pi}{m}$ delimitarea este dată de curba parametrică:

$$i_{lmin} = \frac{\sin\frac{\beta_{min}}{2}}{\sin\frac{\pi}{m}} \frac{1 - \frac{\beta_{min}}{2}\operatorname{ctg}\frac{\beta_{min}}{2}}{1 - \frac{\pi}{m}\operatorname{ctg}\frac{\pi}{m}} \sin\left(\alpha + \frac{\beta_{min}}{2} - \frac{\pi}{m}\right)$$

$$\nu_{lmax} = \frac{\pi}{m} \frac{\cos\left(\alpha + \frac{\beta_{min}}{2} - \frac{\pi}{m}\right)}{\sin\frac{\pi}{m}} \frac{\sin\frac{\beta_{min}}{2}}{\frac{\beta_{min}}{2}} \tag{3.37}$$

cu β_{min} dat de tabelul 3.4;

— pentru $\alpha \geqslant \frac{\pi}{m}$ delimitarea este dată de arcul de cerc:

$$\nu_0^2 + i_0^2 = 1 \tag{3.38}$$

ecuație care se obține eliminînd parametrul α între $\nu_0 = \cos\alpha$ și $i_0 = \sin\alpha$, care provin din relațiile (3.29), respectiv (3.36), în care $\beta = \frac{2\pi}{m}$ (conducție neîntreruptă).

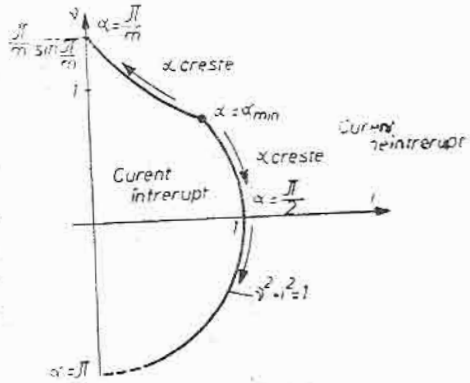


Fig. 3.16. Delimitarea zonelor de curent întrerupt și neîntrerupt.

În figura 3.16 sînt indicate aceste curbe care delimitează cele două

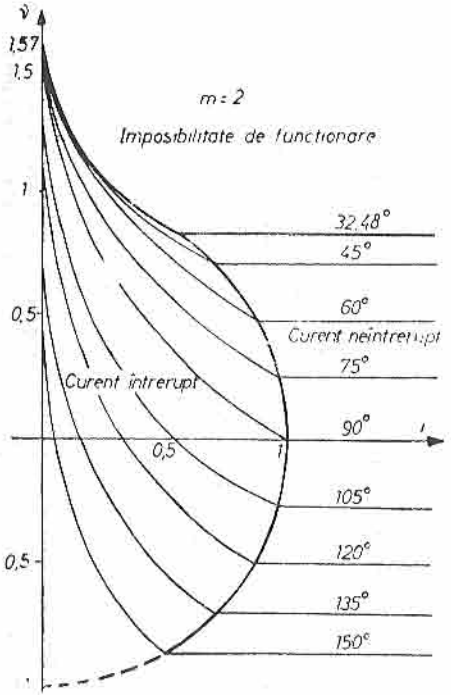


Fig. 3.17. Caracteristicile mecanice limită pentru motoarele de curent continuu cu excitație independentă alimentate de la mutatoare monofazate.

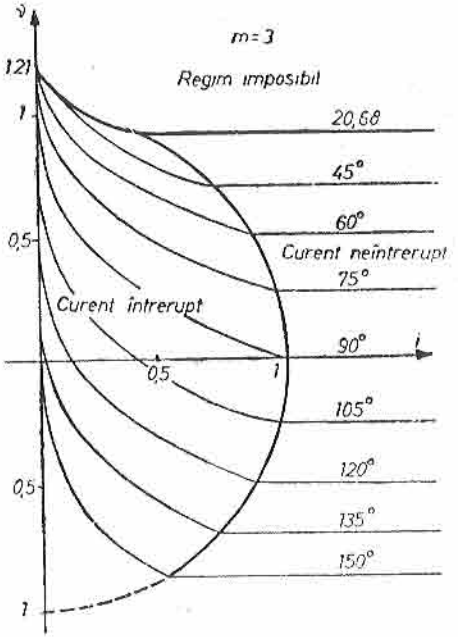


Fig. 3.18. Caracteristicile mecanice limită pentru motoarele de curent continuu cu excitație independentă alimentate de la mutatoare trifazate cu punct neutru.

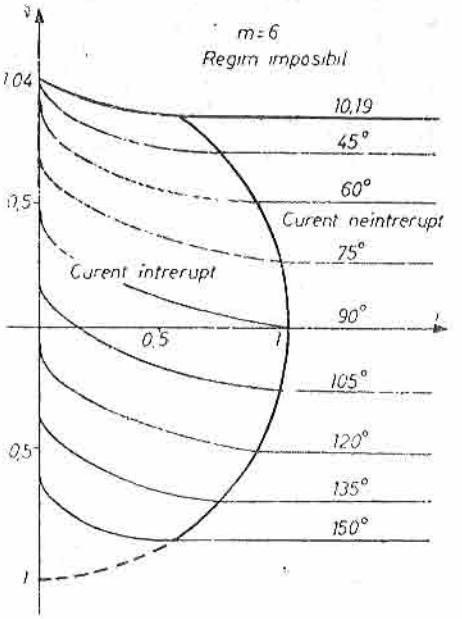


Fig. 3.19. Caracteristicile mecanice limită pentru motoarele de curent continuu cu excitație independentă alimentate de la mutatoare trifazate în punte.

zone de funcţionare în regim de curent întrerupt şi neîntrerupt, fiind indicat şi sensul de variaţie al unghiului de comandă α care delimitează cele două zone de funcţionare. Unghiul de amorsare α_{min} corespunde condiţici de amorsare a tiristoarelor şi este prima valoare din tabelul 3.4. Vitezele maxime, pentru $\alpha < \frac{\pi}{m}$, au valorile date de (3.37) iar pentru

$$\alpha \geqslant \frac{\pi}{m}, \quad v_{lmax} = \frac{\pi}{m} \frac{1}{\sin \frac{\pi}{m}} \cos\left(\frac{\pi}{m} - \alpha\right).$$

În figurile 3.17, 3.18 şi 3.19 sînt prezentate caracteristicile mecanice limită pentru $m = 2,3$, respectiv, $m = 6$. Se observă panta mult variabilă, caracteristică regimului de curent întrerupt, ceea ce conduce la comportarea neliniară în regim dinamic a instalaţiei de reglare automată. Acest aspect este mai pronunţat la redresoarele monofazate şi într-o oarecare măsură şi la cele trifazate cu punct median. Totodată, examinînd aceste caracteristici se constată că la unghiuri de comandă cuprinse între 90° şi 150° el. mutatorul funcţionează în regim de invertor la curenţi de sarcină mari şi în regim de redresor — deşi $\alpha > \frac{\pi}{2}$ — pentru curenţi de sarcină suficient de mici pentru ca funcţionarea ansamblului să se afle în zona regimului de curent întrerupt.

În anexa 1 sînt date în tabele caracteristicile mecanice universale ale motoarelor alimentate de la mutatoare cu tiristoare complet comandate, calculele fiind efectuate pe calculator numeric corespunzător relaţiilor (3.37), pentru un pas al unghiului de comandă $\Delta\alpha = 5°$ el.

A.3.7. Motorul de curent continuu MGG 355 cu $P_N = 117$ kW; $U_N = 380$ V; $I_N = 350$ A; $n_N = 745$ rot/min este alimentat de la un mutator trifazat în punte complet comandată. Rezistenţa din circuitul indusului este $R_A = 0,11\Omega$, iar reactanţa inductivă totală $X_r = 0,37\Omega$. Mutatorul este alimentat la reţeaua industrială de 380/220 V prin intermediul unor bobine de reţea.

Să se calculeze expresiile caracteristicilor mecanice în regim de curent întrerupt şi neîntrerupt, pentru cîteva valori ale unghiului de amorsare.

Soluţie

Mutatorul trifazat în punte complet comandată, cu schema indicată în figura 3.20, *a*, se comportă practic ca un mutator hexafazat, fiecare tiristor al braţului superior al punţii conducînd succesiv cîte o jumătate din durata lui totală de conducţie, cu tiristoarele celorlalte două faze din braţul inferior (fig. 3.20, *b*). În acest fel, sînt redresate pe durata $\frac{\pi}{m}$ succesiv tensiunile de linie U_{RS}, U_{RT}, U_{ST} etc. Inductanţa de limitare a regimului de curent întrerupt are valoarea $0,30 \frac{U_{A0}}{K_e I_N}$.

În regim de curent neîntrerupt, caracteristica mecanică este:

$$v = \frac{U_A}{U_N} - \frac{R_A}{U_N} I_A = 1,354 \frac{U_{RS}}{U_N} \cos \alpha - r_A I_A$$

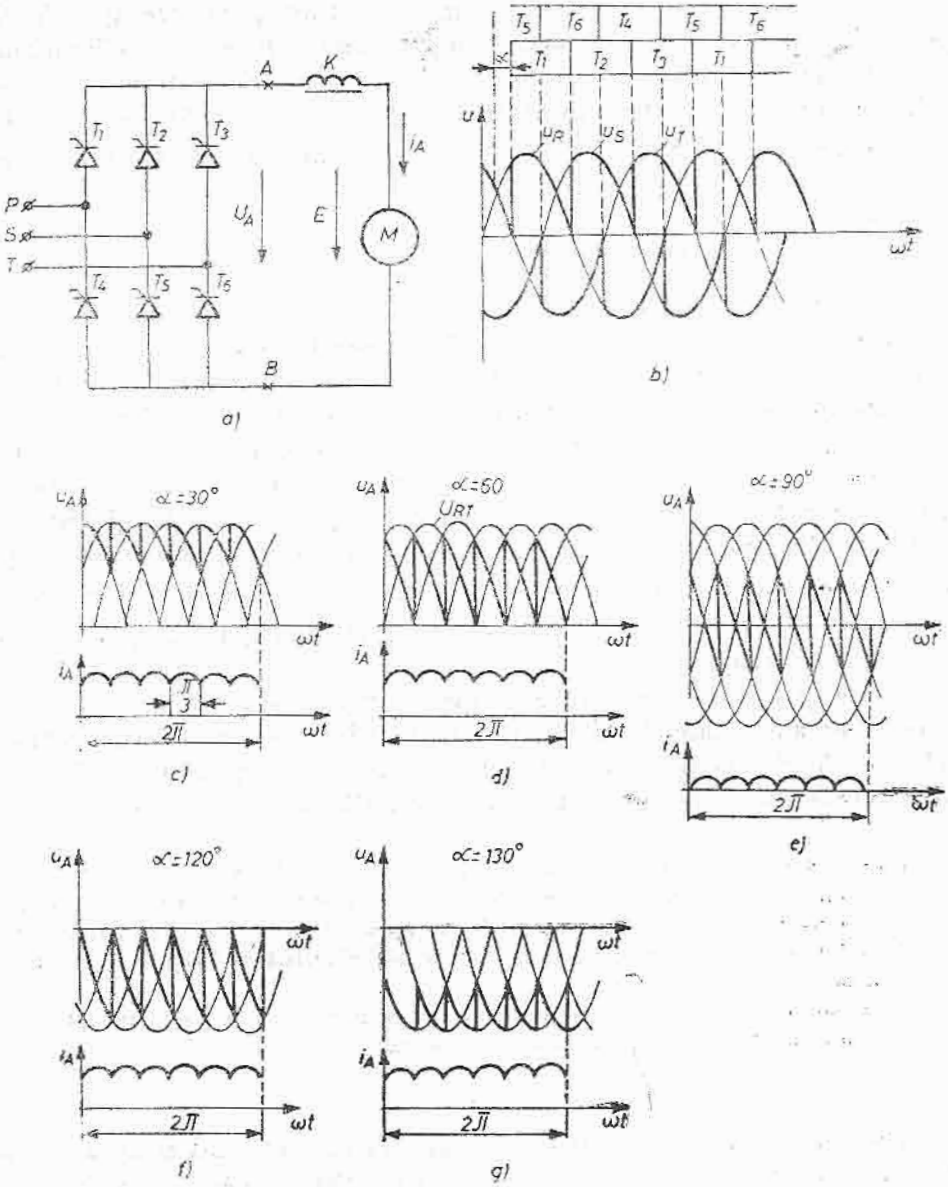


Fig. 3.29. Mutator trifazat în punte complet comandat.

care cu datele din problemă devine:

$$v = 1{,}354 \cos \alpha - 0{,}101\ i_A,$$

unde $$r_A = \frac{R_A}{U_N} I_N = \frac{0{,}11}{380}\ 350 = 0{,}101, \text{ iar } i_A = \frac{I_A}{I_N}.$$

Curentul la care instalația intră în regim de curent întrerupt are valoarea dată de (3.19)

$$I_{Acr} = 0{,}093 \frac{U_{A0}}{X_r} = 0{,}093 \frac{514{,}8}{0{,}37} = 129{,}39 \text{ A}$$

sau în unități relative:

$$i_{Acr} = \frac{129,39}{350} = 0,370.$$

În anexa 1C sînt indicate caracteristicile mecanice universale, mărime de bază pentru curent fiind curentul i_{Acr}, iar pentru viteză, viteza $\Omega_{bază} = \frac{U_{A0}}{K}$, astfel încît, în regim de curent întrerupt expresia caracteristicilor mecanice devine:

$$\nu = \frac{U_{A0}}{U_N} \nu_l - r_A i_A,$$

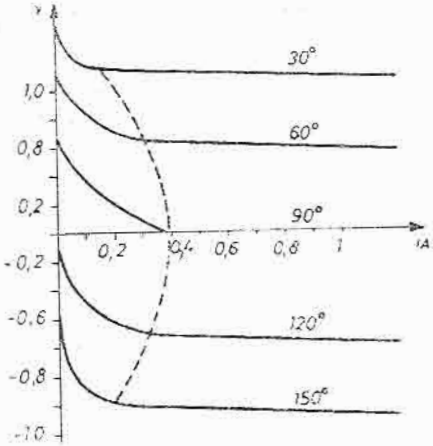


Fig. 3.21. Explicativă pentru aplicația A.3.8.

unde $\nu = \frac{\Omega_0}{\Omega}$, $i_A = \frac{I_A}{I_N} = \frac{I_A}{I_{Acr}} \cdot \frac{I_{Acr}}{I_N} = i_i \, i_{Acr}$,

iar ν_l și i_l sînt viteza, respectiv curentul limită, indicate în anexa 1.

Cu datele problemei,

$$\nu = 1,354\nu_l - 0,03737 i_i.$$

Caracteristicile mecanice sînt indicate în figura 3.21.

3.3.6. Convertoare de tensiune cu tiristoare pentru acționarea reversibilă a motoarelor de curent continuu cu excitație independentă

În acționările electrice cu convertoare rotative de tipul sistemului generator-motor, inversarea cuplului motorului și deci intrarea în regim de frînare se produce de la sine ori de cîte ori tensiunea de alimentare a motorului este redusă sub valoarea tensiunii contraelectromotoare E_A. Curentul prin indus fiind determinat de diferența dintre tensiunea de alimentare și tensiunea contraelectromotoare, schimbă imediat semnul și prin micșorarea continuă a excitației generatorului sensul negativ al curentului se menține pe toată durata frînării, aceasta avînd loc cu recuperare de energie.

La acționările de curent continuu cu tiristoare, inversarea cuplului nu se mai poate produce pe această cale, deoarece efectul de supapă al tiristoarelor nu permite inversarea sensului curentului prin mutator. Singurul efect care se obține prin micșorarea sub valoarea E_A a tensiunii medii redresate U_A va fi acela de anulare rapidă a curentului, deoarece tensiunea anod-catod devenind negativă, tiristoarele nu se mai pot amorsa.

Sub acest aspect motoarele de curent continuu alimentate de la mutatoare semi sau complet comandate ca în figura 3.22, pot funcționa cel mult în unul sau în două cadrane, curentul prin mutator avînd doar un singur sens posibil, cel dictat de sensul de conducție al tiristoarelor.

După cum s-a arătat și în paragraful 3.3 în cazul alimentării motoarelor de la mutatoare cu tiristoare, frînarea recuperativă, adică transferul de energie de la motor spre rețeaua trifazată, se poate obține numai păstrînd sensul

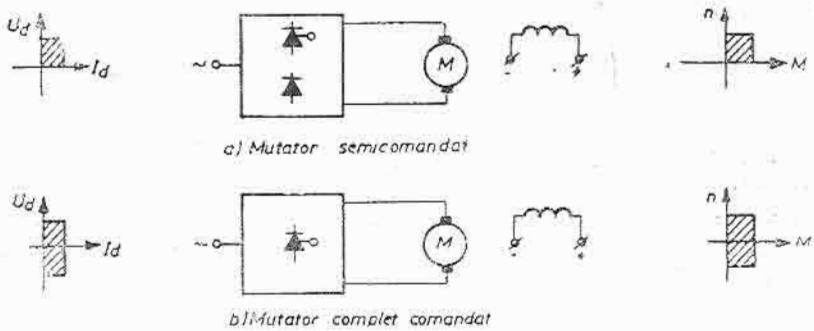


Fig. 3.22. Scheme nereversibile.

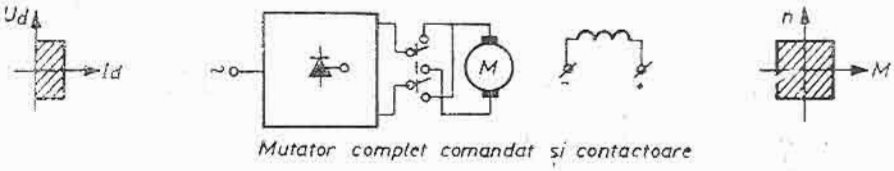


Fig. 3.23. Scheme reversibile prin contactoare de sens.

curentului prin mutator și comandîndu-l în regim de invertor ($\alpha > 90°$ el.), fiind deci necesar ca mutatorul să fie complet comandat.

Această condiție poate fi realizată prin schema indicată în figura 3.23. Motorul poate fi alimentat pe indus printr-un mutator complet comandat care poate deci funcționa în regim de invertor, polaritatea indusului schimbîndu-se cu ajutorul contactoarelor de sens. Mutatorul funcționează în două cadrane, iar motorul în patru.

Concomitent cu schimbarea polarității prin contactoarele de sens, unghiul de comandă α trebuie micșorat astfel încît valoarea absolută a tensiunii medii redresate U_A să fie mai mică decît valoarea tensiunii contraelectromotoare E_A. Pentru a obține frînare prin recuperare de energie pe întreaga gamă de viteze, unghiul de comandă trebuie micșorat continuu pînă la valoarea de 90°.

În figura 3.24 sînt examinate succesiv fazele de reversare a sensului de rotație al unui motor care antrenează o mașină de lucru cu sarcină reactivă și este alimentat pe indus de la un mutator unidirecțional cu tiristoare.

În secvența *a* unghiul de comandă avînd o valoare $\alpha_1 < 90°$ el., tensiunea redresată U_A este pozitivă, curentul prin motor fiind determinat de diferența dintre această tensiune și tensiunea contraelectromotoare:

$$I_A = \frac{U_{A0} \cos \alpha_1 - E_A}{R_A}.$$

Mutatorul funcționează în regim de redresor, iar mașina electrică în regim de motor. Comandînd aprinderea tiristoarelor la $\alpha_2 = 180 - \alpha_1$ tensiunea redresată schimbă semnul, conducția încetează, curentul prin motor se anulează rapid, mașina intrînd în regim de oprire liberă (secvența *b*); după anularea curentului se comandă declanșarea contactorului *D* și anclanșarea contactorului *S*, schimbîndu-se polaritatea la indus. Tensiunea anodică pe tiristoare $U_a = -|U_A| + E_A$ fiind negativă, tiristoarele nu se

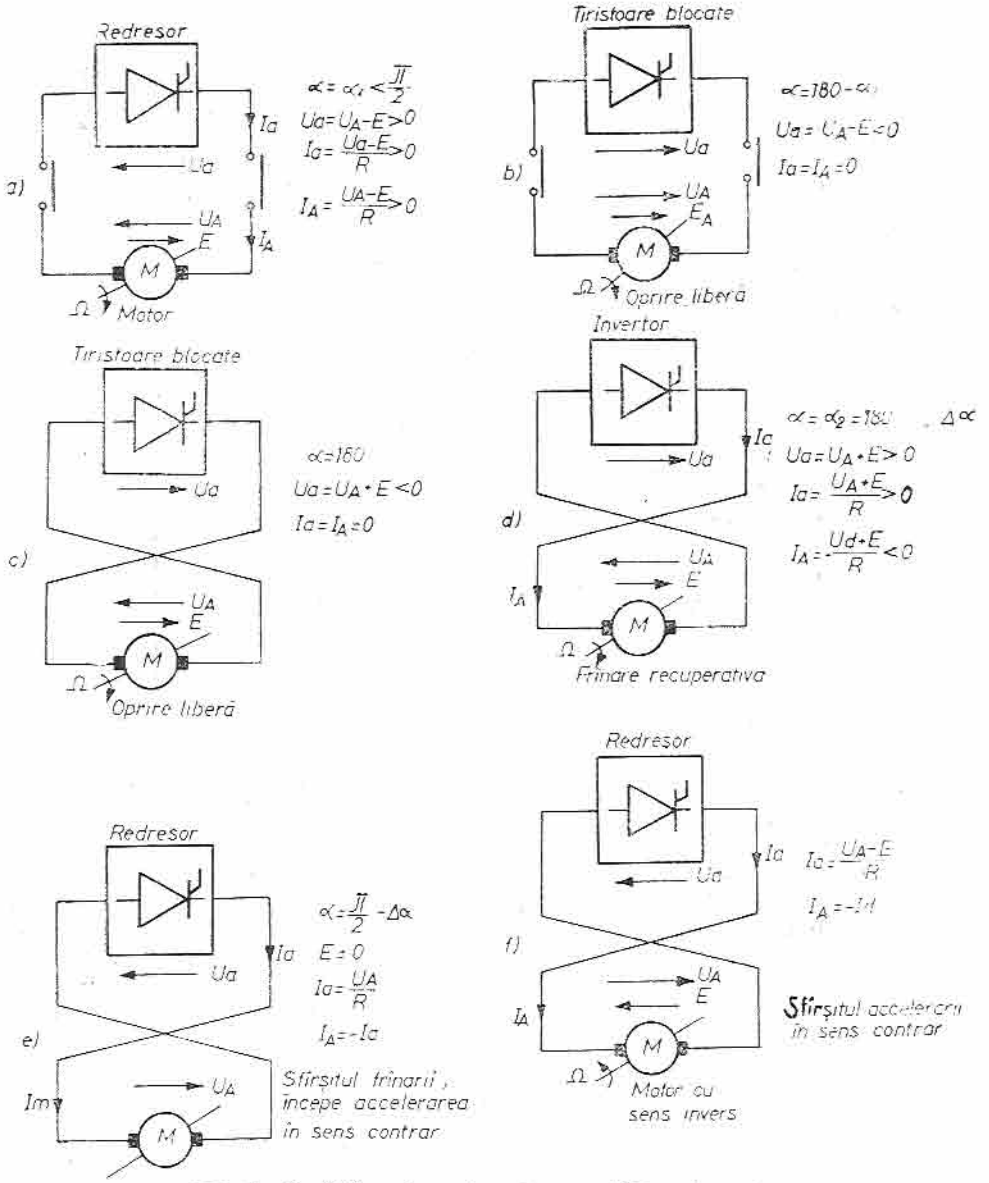


Fig. 3.24. Explicativă pentru schemele reversibile prin contactoare.

aprind, motorul continuînd să se oprească liber (secvenţa *c*). Pentru reamorsarea tiristoarelor este necesar să se micşoreze unghiul de comandă la o valoare α_3 astfel încît $|U_A| < |E_A|$, tensiunea anodică devenind astfel pozitivă. Tiristoarele se aprind, curentul prin mutator păstrează vechiul sens, în timp ce curentul prin motor îşi schimbă sensul. Motorul funcţionează în regim de frînare recuperativă, iar mutatorul în regim de invertor (secvenţa *d*). Regimul de frînare este asigurat în continuare prin micşorarea continuă a unghiului de comandă (prin instalaţia de reglare automată), pînă la oprirea motorului (secvenţa *e*), cînd se termină frînarea recuperativă. În

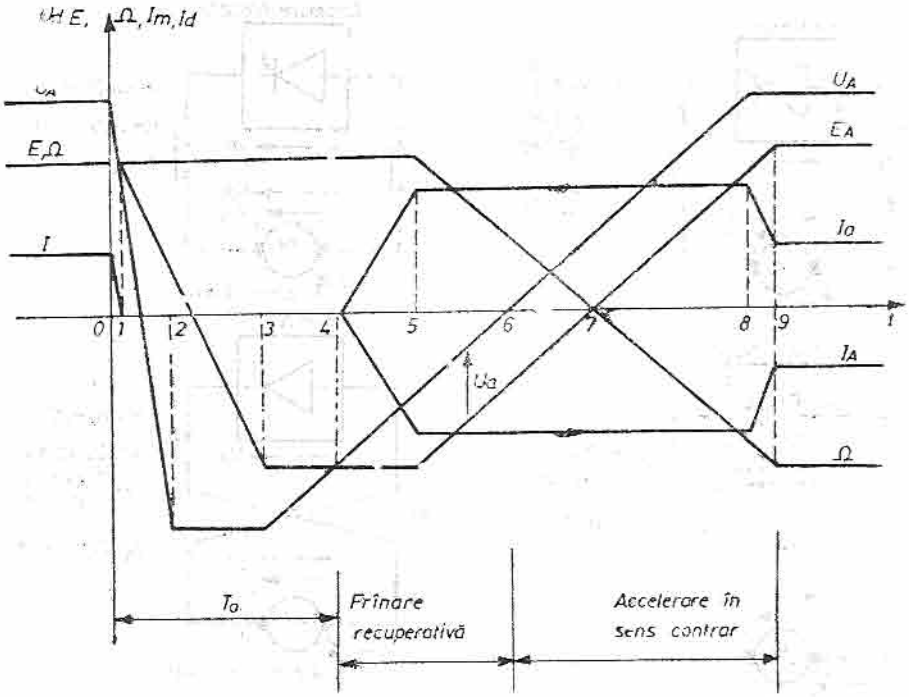


Fig. 3.25. Variaţia vitezei şi curentului pe durata reversarii prin contactoare.

acest moment $\alpha = 90°$ el, pentru accelerarea în sens contrar se continuă micşorarea unghiului de comandă, pînă la valoarea iniţială α_1 (secvenţa *f*) cînd motorul este complet reversat.

Variaţia în timp a mărimilor caracteristice convertorului şi motorului este indicată în figura 3.25. La momentul *0* se comandă creşterea unghiului α, de la valoarea iniţială α_1 la $180-\alpha_1$, avînd ca efect anularea curentului în momentul *1* şi schimbarea sensului tensiunii redresate în momentul *2*. După anularea curentului, se schimbă polaritatea pe indus în intervalul *1—3*, interval de timp necesar declanşării contactorului *D* şi anclanşării contactorului de sens contrar *S*. În momentul *3* începe micşorarea unghiului de comandă α, din momentul *4* începînd frînarea recuperativă. Se constată că frînarea începe după un timp mort T_0 determinat în principal de timpul necesar declanşării şi anclanşării contactoarelor de sens. Acest timp mort măreşte durata procesului tranzitoriu de reversare. În intervalul *4—5* creşte curentul de frînare pentru ca pe durata *4—7* să aibă loc frînarea recuperativă. În intervalul *7—8* are loc accelerarea în sens contrar, atingîndu-se în *9* parametrii iniţiali atît pentru convertor, cît şi pentru motor, care este însă antrenat în sens contrar celui avut iniţial. Evident că o asemenea reversare este asigurată printr-o instalaţie de reglare automată, care menţine în permanenţă curentul constant şi deci şi o acceleraţie constantă.

Schema din figura 3.26 realizează reversarea utilizînd cîte un mutator unidirecţional pe indus şi pe excitaţie, polaritatea acesteia din urmă schimbîndu-se prin contactoare de sens. Schema se utilizează în acţionările în care reversarea are loc rar şi în care rapiditatea de răspuns nu joacă un rol

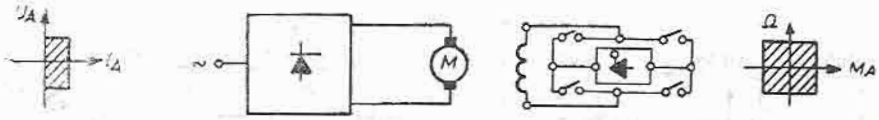
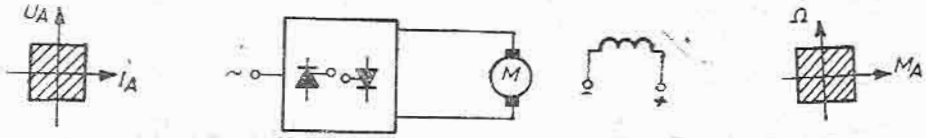
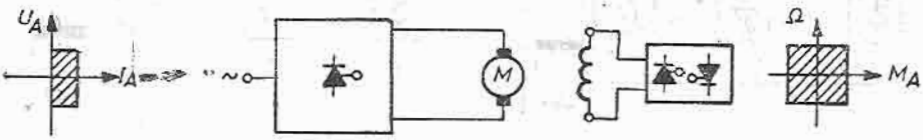


Fig. 3.26. Scheme reversibile prin contactoare de sens în circuitul de excitație.



a) Convertor reversibil de indus



b) Convertor reversibil pe excitație

Fig. 3.27. Scheme reversibile fără contactoare de sens.

preponderent (anclanşarea şi declanşarea contactoarelor de sens poate avea loc numai la curent de excitaţie nul, condiţie care, împreună cu timpul mort necesar anclanşării şi declanşării contactoarelor, conduce la durate mari ale procesului de frînare şi reversare).

Cele mai frecvente scheme întîlnite în acţionările electrice reglabile sînt cele corespunzătoare utilizării convertoarelor bidirecţionale, cunoscute ca instalaţii reversibile de patru cadrane.

Funcţionarea în ambele sensuri de rotaţie a unui motor de curent continuu cu excitaţie independentă, fără a utiliza contactoare de sens se poate realiza fie prin alimentarea indusului motorului de la două mutatoare cu tiristoare conectate în opoziţie, ca în figura 3.27, *a*, excitaţia fiind alimentată de la o sursă unidirecţională, fie alimentînd indusul de la un mutator unidirecţional, iar excitaţia de la convertor format din două mutatoare bidirecţionale, ca în figura 3.27,*b*.

Examinăm instalaţiile reversibile pe indus. Schema din figura 3.28, *a* utilizează pentru alimentarea mutatoarelor M_1 şi M_2 acelaşi secundar al transformatorului de adaptare, fiind denumită schemă în *antiparalel*, în timp ce schema din figura 3.28, *b* foloseşte secundare separate şi este cunoscută ca schemă în *cruce*.

Pentru asigurarea funcţionării în regim de recuperare de energie la comenzile de oprire sau reversare, cele două mutatoare sînt complet comandate, fiind realizate numai cu tiristoare. În cazul în care unghiurile de

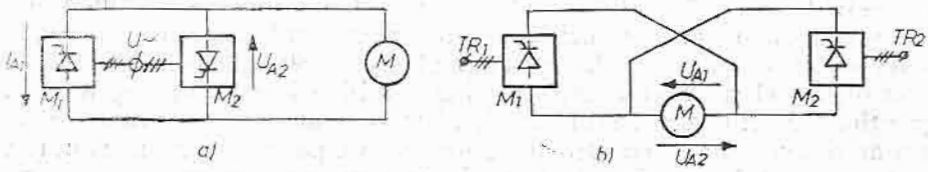


Fig. 3.28. Scheme reversibile în antiparalel şi în cruce.

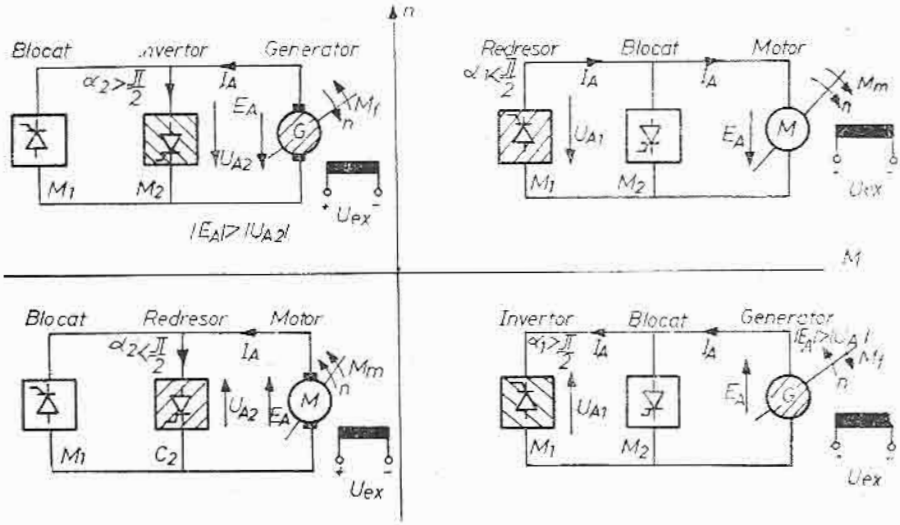


Fig. 3.29. Funcţionarea în patru cadrane a schemelor fără curenţi de circulaţie.

comandă α_1 şi α_2 sînt independente între ele, mutatoarele alimentează motorul, cîte unul pentru fiecare sens de rotaţie, fiind succesiv unul în conducţie, celălalt blocat. Între cele două mutatoare nu trece curent. Aceste scheme sînt denumite *fără curenţi de circulaţie* sau *cu deplasare de impulsuri*. Funcţionarea în cele patru cadrane a acestor instalaţii este indicată în figura 3.29.

În regim motor, sens dreapta, M_1 este comandat în regim de redresor ($\alpha_1 < 90°$ el.) şi M_2 este blocat. Curentul prin motor este dat de $U_{A1} - E_A > 0$ şi deci cuplul dezvoltat este motor (cadranul *I*). Pentru frînare, se blochează M_1 şi se comandă M_2 în regim de invertor, la un unghi $\alpha_2 > \pi/2$, astfel încît $|U_{A2}| < E_A$. Tensiunea anodică $E_A - |U_{A2}|$ fiind pozitivă, tiristoarele se aprind. Curentul prin motor este dat de $U_A - E_A < 0$ şi deci schimbă sensul, cuplul fiind de frînare (cadranul II). În mod similar se produce accelerarea şi frînarea pentru sensul de rotaţie stînga.

În cazul schemelor bidirecţionale cu curenţi de circulaţie indicate în figura 3.30, ambele mutatoare sînt permanent în conducţie. În timp ce unul este comandat la unghiul $\alpha_1 < 90°$ el. în regim de redresor, debitînd curentul principal prin motor, celălalt este comandat la unghiul $\alpha_2 = 180 - \alpha_1$ şi deci în regim de invertor. Deşi tensiunile medii redresate sînt egale şi în opoziţie, datorită valorilor instantanee diferite ale tensiunilor fazelor care conduc simultan, între cele două convertoare trece un curent de valoare redusă (limitat de bobine şi prin reglare automată) denumit *curent de circulaţie*. În acest fel se evită apariţia regimului de curent întrerupt la mersul în gol şi care, după cum s-a arătat anterior, prezintă dezavantaje sub aspectul comportării ansamblului mutator-motor la sarcini mici ale motorului.

În regim de motor sens pozitiv, M_1 este comandat la unghiul $\alpha_1 < 90°$ el. în regim de redresor, iar M_2 la unghiul $\alpha_2 = 180°$ el. $- \alpha_1$ în regim de invertor, astfel încît, cele două tensiuni medii redresate sînt egale şi în opoziţie. Curentul prin motor este furnizat de mutatorul care funcţionează ca redresor, celălalt avînd pentru motor un rol pasiv, curentul motorului neputînduse închide prin el datorită tiristoarelor care pot conduce nu-

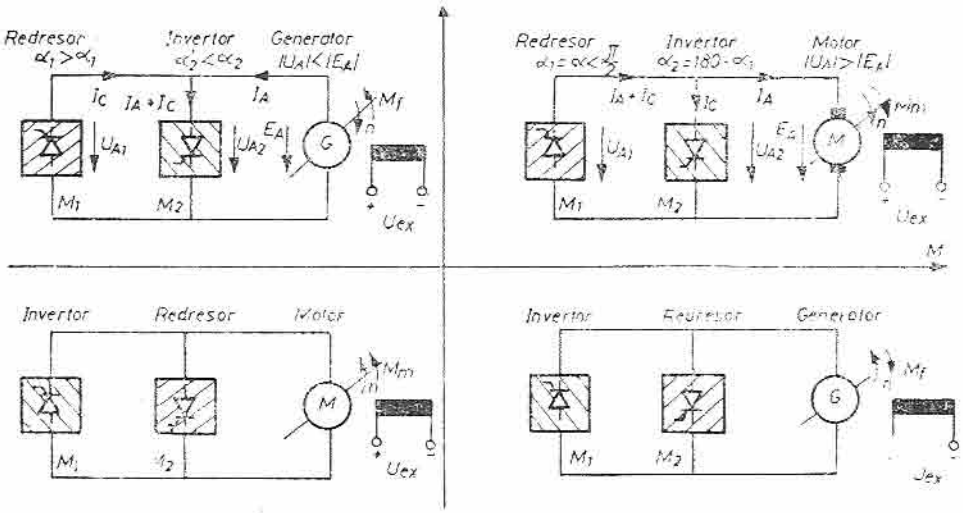


Fig. 3.30. Funcționarea în patru cadrane a schemelor cu curenți de circulație.

mai într-un singur sens. Între cele două mutatoare trece însă curentul de circulație, datorat valorilor instantanee diferite ale tensiunilor fazelor care conduc simultan. Pentru frînare se crește α_1 și deci scade α_2.

Tensiunile U_{A1} și U_{A2} rămîn în continuare în opoziție, dar au o valoare absolută mai mică decît tensiunea contraelectromotoare E_A. Curentul este dat de diferența $|U_{A2}| - E_A < 0$ și deci își schimbă semnul și trece prin mutatorul M_2 care continuă să funcționeze ca invertor. Mutatorul M_1 are de rîndul acesta rol pasiv față de motor și contribuie doar la furnizarea curentului de circulație. Frînarea are loc prin recuperare de energie pe întreaga gamă a turației prin micșorarea continuă a unghiului de comandă (ca în figura 3.31, *a*); pentru sensul negativ de rotație al motorului,

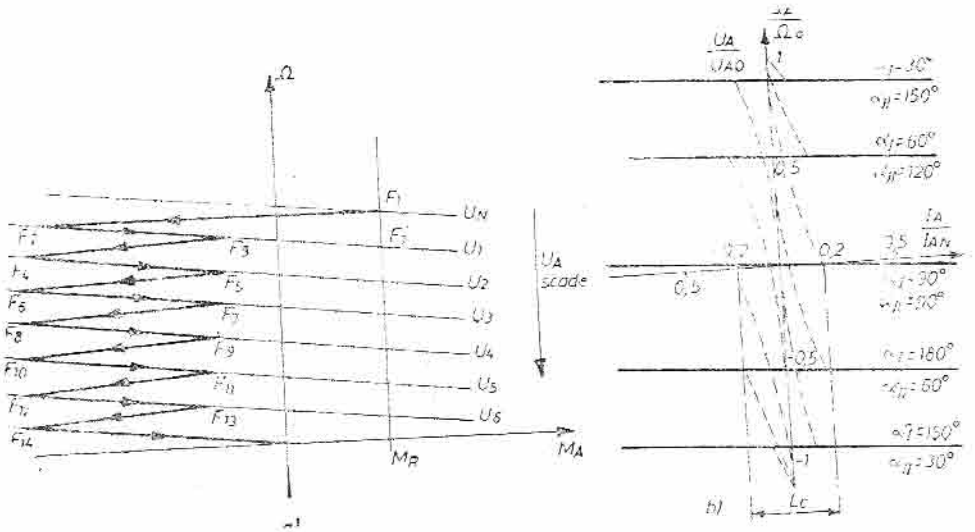


Fig. 3.31. Caracteristicile mecanice ale motoarelor alimentate de la scheme reversibile cu curenți de circulație.

rolul celor două mutatoare se schimbă. În figura 3.31, *b* sînt reprezentate caracteristicile mecanice ale instalațiilor reversibile cu curenți de circulație, din care rezultă rolul acestora. În zona curenților de sarcină de valoare mică, pentru care la instalațiile nereversibile ar corespunde regimul de curent întrerupt (figurat cu linie punctată) caracteristicile au o variație liniară, cu aceeași pantă, datorită existenței curentului de circulație. Se pot deci realiza aceleași caracteristici ca în cazul convertizoarelor rotative de tipul generator-motor.

3.3.6.1. *Calculul bobinelor de limitare a curenților de circulație.* Tensiunile de circulație și curenții cărora le dau naștere sînt exemplificate în figura 3.32, pentru o schemă trifazată cu punct neutru. Montajul este antiparalel.

După cum rezultă din succesiunea de conducție a tiristoarelor celor două convertoare (fig. 3.32, *b*) tensiunea de circulație este dată de tensiunea dintre fazele care conduc simultan.

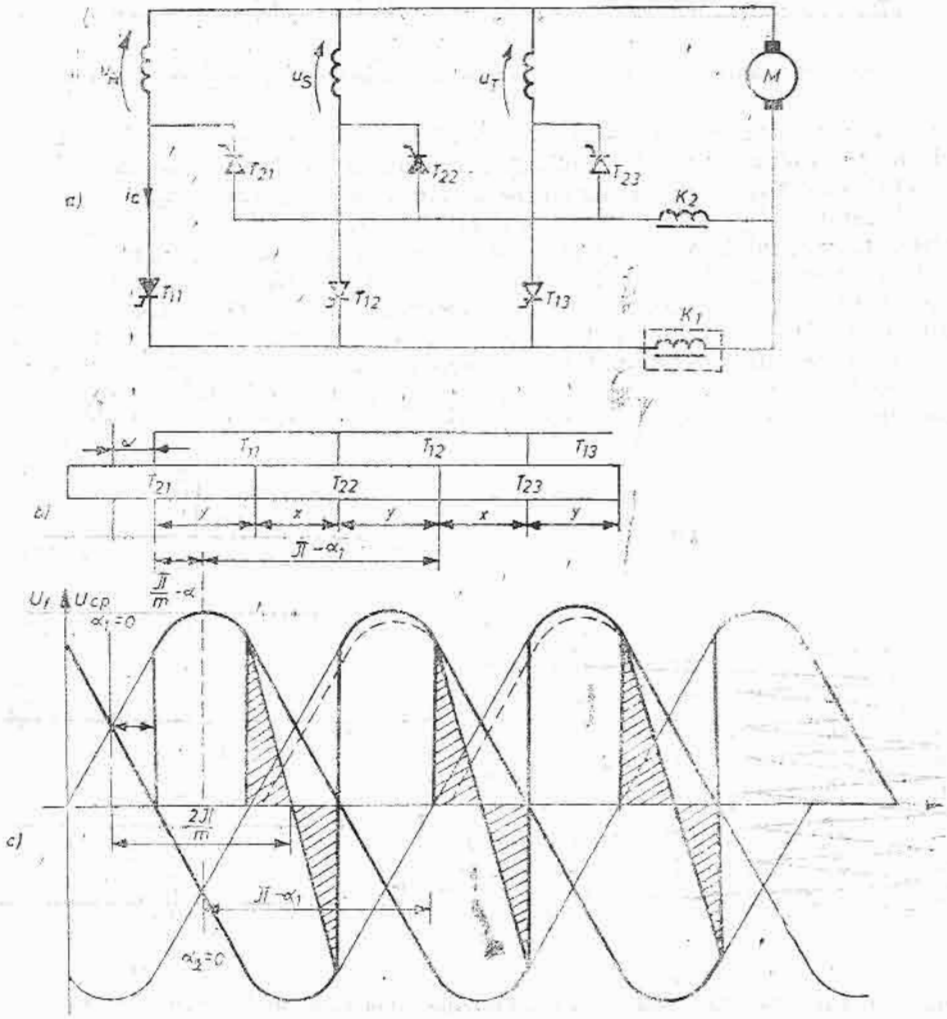


Fig. 3.32. Tensiunea de circulație pentru schemele în antipara

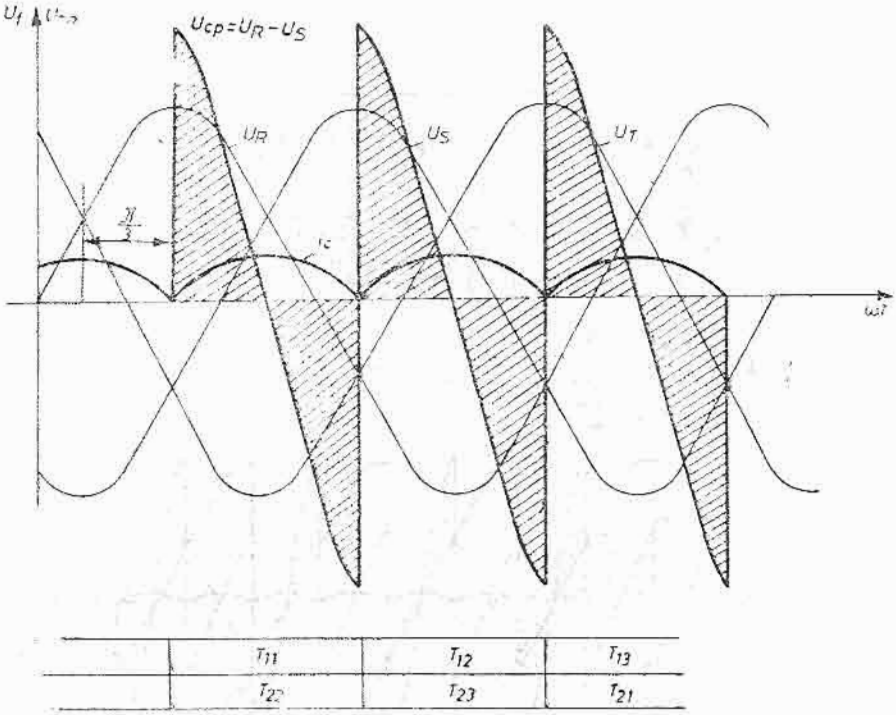


Fig. 3.33. Tensiunea şi curentul de circulaţie pentru $\alpha = 60°$ la schemele în antiparalel.

Astfel, curentul de circulaţie trece între fazele R şi S, S şi T, T şi R, în intervalele notate cu x, în timp ce în intervalele notate cu y, tensiunea de circulaţie fiind nulă (conduc tiristoarele aceleaşi faze) curentul de circulaţie este şi el nul. Valoarea medie a curentului de circulaţie este maximă cînd durata conducţiei simultane a două faze diferite este $x = 2\pi/m$. Din figura 3.32 rezultă:

$$\alpha + y + \frac{x}{2} = \frac{2\pi}{m}.$$

Punînd condiţiile $y = 0$ şi $x = 2\pi/m$, rezultă $\alpha = \pi/m$, valoare pentru care curentul de circulaţie este maxim pentru toate schemele reversibile în antiparalel. Pentru această valoare a unghiului de comandă, tensiunea şi curentul de circulaţie, corespunzătoare convertoarelor trifazate cu punct neutru în montaj antiparalel, sînt indicate în figura 3.33.

Aceeaşi instalaţie reversibilă, realizată însă în cruce, este indicată în figura 3.34. Cele două mutatoare sînt alimentate de la transformatoare separate, primarul putînd fi eventual comun.

Tensiunea de circulaţie este dată de rîndul acesta de suma tensiunilor fazelor care conduc simultan în cele două secundare. Astfel, pentru situaţia din figura 3.34, *b*, tensiunea de circulaţie este determinată de suma tensiunilor fazelor U_R şi U_T pe durata conducţiei tiristoarelor T_{11} şi T_{23} şi de dublul tensiunii U_R, pe durata conducţiei tiristoarelor T_{11} şi T_{21}.

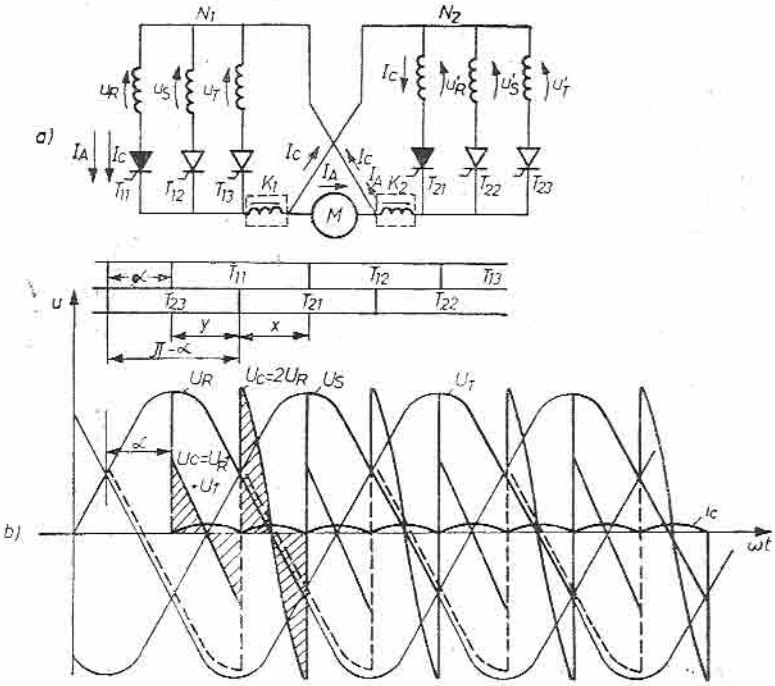


Fig. 3.34. Tensiunea şi curenţii de circulaţie pentru schemele în cruce.

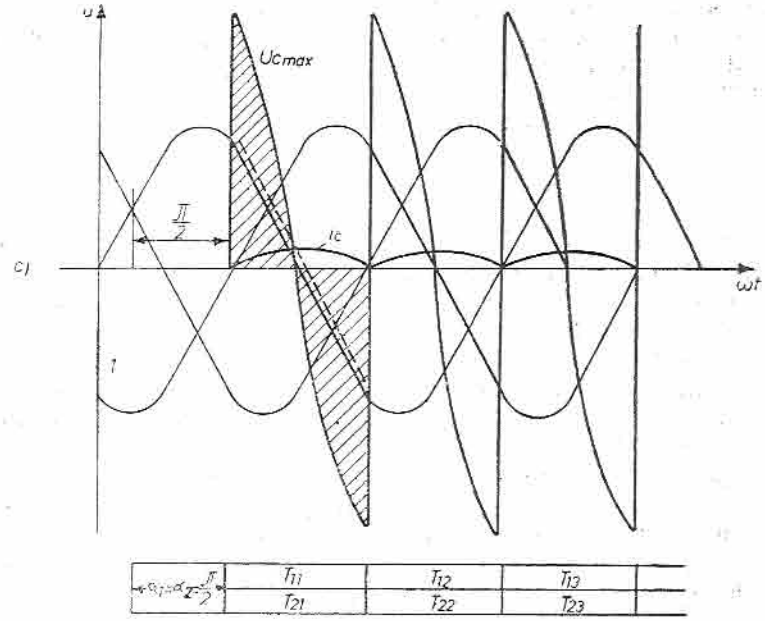


Fig. 3.35. Tensiunea şi curentul de circulaţie pentru $\alpha = 90°$ la schemele în cruce.

Din figura 3.34, *b*, în care este indicată succesiunea de conducție a tiristoarelor, rezultă durata y de conducție simultană a două faze diferite: $\alpha + y = \pi - \alpha$.

Pentru $y = 0$, suprafețele tensiune-durată (haşurate) sînt maxime şi deci unghiul de comandă la care curentul de circulație este maxim are valoarea 90° el., aceeaşi pentru toate schemele în cruce.

În figura 3.35 sînt indicate formele de undă ale curentului şi tensiunii de circulație corespunzătoare unghiului de comandă $\alpha = 90°$ el., pentru convertorul din figura 3.34.

Curenții de circulație sînt limitați prin bobine de filtrare introduse în circuitul dintre cele două mutatoare. Dimensiunile şi numărul acestor bobine depind de natura montajului, în cruce sau antiparalel şi de schema mutatorului. În cele ce urmează se determină valoarea inductanțelor bobinelor de limitare pentru schemele în antiparalel şi în cruce. Neglijînd căderile de tensiune active (curenți de circulație mici şi rezistențe din circuitul mutatoarelor nesemnificative) ecuația care determină valoarea instantanee a tensiunii de circulație este:

$$u_c = 2L_c \frac{di_c}{dt}$$

şi deci:

$$i_c = \frac{1}{2\omega L_c} \int_{\alpha_a}^{\omega t} u_c d\omega t, \tag{3.39}$$

unghiul de amorsare α_a avînd pentru situația cea mai defavorabilă $\alpha_a = \frac{\pi}{m}$.

În circuitul celor două mutatoare sînt în permanență intercalate două bobine de limitare.

Pentru schemele în antiparalel, tensiunea de circulație este dată de tensiunea dintre fazele tiristoarelor care conduc simultan:

$$u_{ca} = 2\sqrt{2}\, U_f \sin\frac{\pi}{m} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right).$$

Efectuînd calculele şi ținînd seama de condițiile inițiale nule (la $\alpha_a = \pi/2$, corespunde $i_{ca} = 0$), se obține pentru curentul de circulație expresia:

$$i_{ca} = \frac{\pi}{m} \frac{U_{A0}}{\omega L_{ca}} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) - \cos\frac{\pi}{m}\right]$$

pentru

$$\frac{\pi}{2} \leqslant \omega t \leqslant \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{m}.$$

Integrînd această ecuație pe intervalul $2\pi/m$, se obține valoarea medie a curentului de circulație pentru schemele în antiparalel:

$$I_{camaz} = \frac{\pi}{m} \frac{U_{A0}}{\omega L_{ca}} \frac{m}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}+\frac{2\pi}{m}} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) - \cos\frac{\pi}{m}\right] d\omega t,$$

Efectuînd calculele, se obține:

$$I_{camaz} = \frac{U_{A0}}{\omega L_{ca}} \sin\frac{\pi}{m}\left(1 - \frac{\pi}{m}\operatorname{ctg}\frac{\pi}{m}\right). \tag{3.40}$$

Limitînd curentul de circulaţie la valoarea $K_0 I_N$ se obţin pentru inductanţele de limitare, valorile:

$$L_{ca} = \frac{10}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m}\right) \frac{U_{A0}}{K_0 I_N} \quad [\mathrm{mH}] \tag{3.41}$$

sau:

$$L = L^*_{ca} \frac{U_{A0}}{K_0 I_N}. \tag{3.42}$$

Pentru schemele în cruce, tensiunea de circulaţie este dată de dublul tensiunii unei faze şi deci:

$$u_c = 2\sqrt{2} U_f \sin \omega t,$$

astfel încît curentul de circulaţie devine:

$$i_{cr} = \frac{\sqrt{2}}{\omega L_{cr}} U_f \int_{\alpha_a}^{\omega t} \sin \omega t \, d\omega t.$$

În situaţia cea mai defavorabilă $\alpha = \frac{\pi}{2}$ şi deci $\alpha_a = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \frac{\pi}{2} = \pi - \frac{\pi}{m}$.

Efectuînd calculele se obţine expresia valorilor instantanee ale curenţilor de circulaţie, pentru schemele în cruce, în situaţia cea mai defavorabilă ($\alpha = \pi/2$):

$$i_{cr} = \frac{-\pi U_{A0}}{m L_{cr} \sin \frac{\pi}{m}} \left(\cos \frac{\pi}{m} + \cos \omega t\right) \tag{3.43}$$

cu $\omega t \in \left(\pi - \frac{\pi}{m}, \ \pi + \frac{\pi}{m}\right)$.

Valoarea medie se obţine:

$$I_{cr} = \frac{U_{A0}}{\omega L_{cr}} \left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m}\right). \tag{3.44}$$

Valoarea inductanţelor bobinelor de limitare este dată de relaţia:

$$L_{cr} = \frac{10}{\pi} \left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m}\right) \frac{U_{A0}}{K_0 I_N} \tag{3.45}$$

sau

$$L_{cr} = L^*_{cr} \frac{U_{A0}}{K_0 I_N}. \tag{3.46}$$

Valorile coeficienţilor L^*_{ca} şi L^*_{cr} pentru schemele uzuale sînt indicate în tabelul 3.5 în care se specifică totodată şi numărul de bobine necesare fiecărei scheme.

Valorile inductanțelor bobinelor de limitare a curenților de circulație

Schema	Monofazate cu punct median		Monofazate în puncte		Trifazat cu punct neutru		Trifazat în punte	
	L^*	N	L^*	N	L^*	N	L^*	N
L^*_{ca}	3,18	2	1,59	4	1,09	2	1,09	4
L^*_{cr}	—	—	3,18	2	1,25	2	0,30	2

A.3.8. Pentru motoarele alimentate de la convertoare monofazate cu punct median, reversibile, cu curenți de circulație, să se stabilească numărul necesar de bobine pentru limitarea curenților de circulație și expresiile valorilor instantanee și medii ale curenților de circulație.

Soluție

Schema convertorului monofazat reversibil, cu punct median, este indicată în figura 3.36, *a*. Existența prizei mediane din secundarul transformatorului de adaptare impune ca singur posibil montajul în antiparalel.

Cînd mutatorul M_1, format din tiristoarele T_{11} și T_{12} funcționează în regim redresor, alimentează motorul M cu tensiunea redresată U_A, iar mutatorul M_2 format din tiristoarele T_{21} și T_{22} furnizează doar curentul de circulație. Acesta se închide pe circuitul: borna S_1, T_{11}, bobinele K_1 și K_2, T_{21} și borna S_2. Sînt necesare două bobine pentru limitarea curentului de circulație.

Tensiunea de circulație este dată de tensiunea întregului secundar al transformatorului de adaptare. În figura 3.36, *b* este reprezentată succesiunea de amorsare a tiristoarelor și formele de undă ale tensiunii de circulație pentru un unghi de comandă oarecare $\left(\text{evident } \alpha_1 < \frac{\pi}{2}\right)$. Tensiunea de circulație este nulă pe durata $y = \pi - 2\alpha_1$ și are valoarea $u_c = 2u_f$ pe durata $x = 2\alpha_1$. Curentul de circulație este nul pe intervalul $\alpha_1 < \omega t < \pi - \alpha_1$ și are expresia dată de (3.39):

$$i_{ca} = -\frac{\sqrt{2}\,U_f}{\omega L}(\cos\omega t + \cos\alpha_1)$$

pentru intervalul $\pi - \alpha_1 < \omega t < \pi + \alpha_1$.

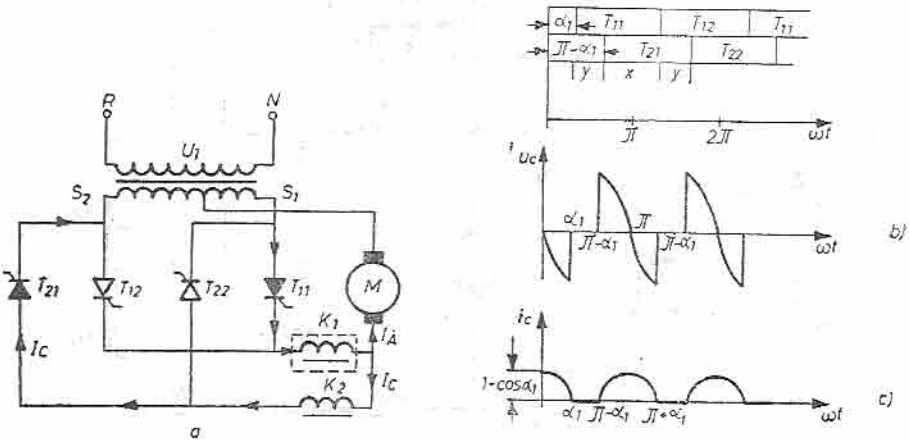


Fig. 3.36. Schemă reversibilă cu mutatoare monofazate cu punct median.

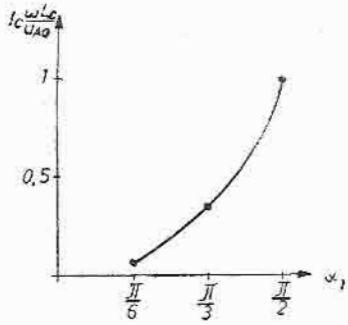


Fig. 3.37. Variația curentului de circulație pentru schemele monofazate

Variația curentului de circulație, raportată la $\frac{\sqrt{2}\,U_f}{\omega L_c}$ este indicată în figura 3.36, *c*.

Pentru intervalele în care curentul de circulație este nul, ansamblul mutator M_1 – motor nu intră în regim de curent întrerupt. Durata minimă de conducție a tiristoarelor acestui mutator este mai mare decît durata în care curentul de circulație este nul (vezi și tabelul 3.4).

Valoarea medie a curentului de circulație este dată de:

$$I_c = \frac{-\sqrt{2}\,U_f}{\pi\omega L_c} \int_{\pi-\alpha_1}^{\pi+\alpha_1} [(\cos\omega t + \cos\alpha_1)]\,d\omega t =$$

$$= \frac{2\sqrt{2}\,U_f}{\pi\omega L_c}(\sin\alpha_1 - \alpha_1\cos\alpha_1).$$

Valoarea maximă corespunde pentru $\alpha_1 = \frac{\pi}{2}$ și este $\frac{2\sqrt{2}\,U_f}{\pi\omega L_c} = \frac{U_{A0}}{\omega L_c}$.

Variația curentului mediu este indicată în figura 3.37.

A.3.9. Să se rezolve aceeași problemă pentru convertoarele monofazate în punte.

Soluție

Pentru schema monofazată în punte este posibil atît montajul în antiparalel cît și cel în cruce. Pentru schema în antiparalel, indicată în figura 3.38 conduc, de exemplu, tiristoarele T_{11} și T_{12} ale mutatorului M_1 (care funcționează ca redresor) și tiristoarele T_{21} și T_{22} ale mutatorului M_2 (care funcționează ca invertor și deci $\alpha_2 = \pi - \alpha_1$). Curentul principal trece prin circuitul S_1, T_{11}, K_1, M, K_2, T_{12} și S_2.

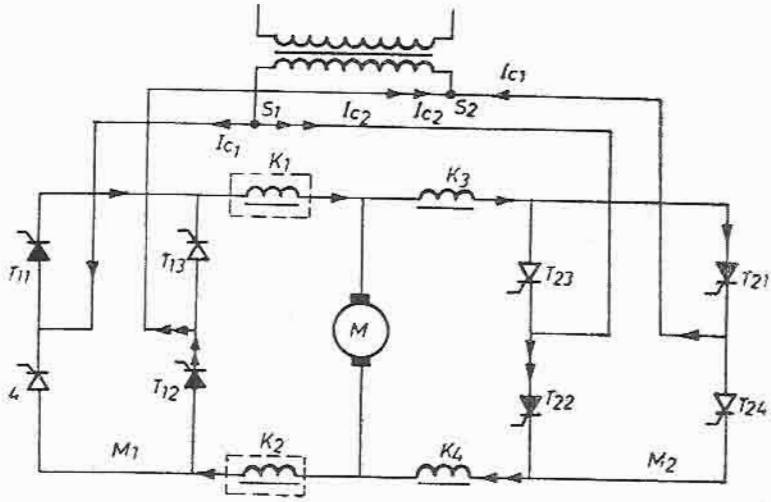


Fig. 3.38. Convertor reversibil monofazat în punte, montaj antiparalel.

Cu acest montaj iau naştere doi curenţi de circulaţie: I_{c1} care parcurge circuitul S_1, T_{11}, K_1, K_3, T_{21} şi S_2 şi curentul I_{c2} care se închide prin S_1, T_{22}, K_4, K_2, T_{12} şi S_2. Sînt deci necesare pentru bobine de limitare, a căror valoare este însă jumătate din valoarea bobinelor din schema monofazată cu punct median. Variaţia în timp a acestor curenţi de circulaţie este aceeaşi ca la convertoarele monofazate cu punct median, indicată în figura 3.36,*c*

Schema în cruce este prezentată în figura 3.39. Datorită existenţei a două secundare ale transformatorului de adaptare ia naştere un singur curent de circulaţie care se închide prin S_1, T_{11}, K_2, T_{24}, S_2, S_1, T_{21}, K_1, T_{14} şi S_2. Sînt suficiente două bobine de limitare, curentul de circulaţie fiind acelaşi ca la schema în antiparalel.

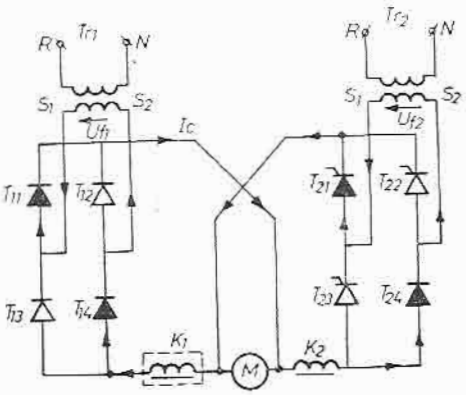


Fig. 3.39. Convertor reversibil monofazat, montaj în cruce.

A.3.10. Să se stabilească numărul necesar de bobine de limitare şi să se calculeze expresiile curenţilor de circulaţie pentru convertoarele trifazate cu punct neutru.

Soluţie

Montajul antiparalel este indicat în figura 3.32. După cum rezultă din succesiunea de amorsare a tiristoarelor şi formele de undă ale tensiunii de circulaţie, indicate în figura 3.32, *b* şi *c* curentul de circulaţie este dat de tensiunea între fazele care conduc simultan; apare un singur curent care se închide prin faza *R*, T_{11}, K_1, K_2, T_{22}, faza *S*, fiind suficiente două bobine de limitare.

În ceea ce priveşte expresia curentului de circulaţie se deosebesc două cazuri, după cum unghiul de amorsare al tiristoarelor mutatorului care funcţionează ca redresor este mai mic (fig. 3.40, *a*) sau mai mare de $\frac{\pi}{3}$ (fig. 3.40, *b*).

În primul caz $\left(\alpha_1 < \frac{\pi}{3}\right)$ pe durata y conduc tiristoarele T_{11} şi T_{21}, deci tiristoarele aceleiaşi faze, tensiunea dintre faze fiind nulă curentul de circulaţie este şi el nul. Pe durata x conduc tiristoarele T_{11} şi T_{22}, tensiunea de circulaţie fiind dată de tensiunea dintre fazele *R* şi *S*. Din figură se vede că $x + 2y = \frac{y}{2} + \pi - \alpha_1$ şi $x + y = \frac{2\pi}{3}$, rezultînd $y = \frac{2\pi}{3} - 2\alpha_1$ şi $x = 2\alpha_1$. În consecinţă tensiunea de circulaţie este nulă pentru $\frac{\pi}{6} + \alpha_1 \leqslant \omega t \leqslant \frac{5\pi}{6} - \alpha_1$ şi $u_c = \sqrt{6}\, U_f \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right)$ pentru $\frac{5\pi}{6} - \alpha_1 \leqslant \omega t \leqslant \frac{5\pi}{6} + \alpha_1$.

În cel de-al doilea caz $\left(\alpha_1 > \frac{\pi}{3}\right)$ pe durata y conduc tiristoarele T_{11} şi T_{22}, tensiunea de circulaţie este $u_c = u_{RS}$, iar pe durata x conduc tiristoarele T_{11} şi T_{22} şi tensiunea de circulaţie este $u_c = u_{RT}$.

Urmărind acelaşi procedeu (vezi figura 3.40, *b*) rezultă: $y = \frac{4\pi}{3} - 2\alpha_1$ şi $x = 2\alpha_1 - \frac{2\pi}{3}$ şi deci:

$$u_c = \sqrt{6}\, U_f \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \text{ pentru } \frac{\pi}{6} + \alpha_1 \leqslant \omega t \leqslant 3\,\frac{\pi}{2} - \alpha_1$$

iar

$$u_c = \sqrt{6}\, U_f \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \text{ pentru } 3\frac{\pi}{2} - \alpha_1 \leqslant \omega t \leqslant \frac{5\pi}{6} + \alpha_1.$$

Expresiile curentului de circulaţie devin succesiv:

Cazul $\alpha_1 < \frac{\pi}{3}$:

$$i_c = 0; \text{ pentru } \frac{\pi}{6} + \alpha_1 \leqslant \omega t \leqslant \frac{5\pi}{6} - \alpha_1$$

$$i_c = \frac{\sqrt{6}\, U_f}{2L_c\omega}\left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) - \cos\alpha_1\right]; \text{ pentru}$$

$$\frac{5\pi}{6} - \alpha_1 \leqslant \omega t \leqslant \frac{5\pi}{6} + \alpha_1.$$

Cazul $\alpha_1 > \frac{\pi}{3}$:

$$i_c = \frac{\sqrt{6}\, U_f}{2\omega L_c}\left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha_1 - \frac{\pi}{6}\right)\right]$$

pentru $$\omega t \in \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_1, \frac{3\pi}{2} - \alpha_1\right)$$

şi: $$i_c = \frac{\sqrt{6}\, U_f}{2\omega L_c}\left[\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\frac{5\pi}{6} - \alpha_1\right)\right]$$

pentru $$\omega t \in \left(\frac{3\pi}{2} - \alpha_1, \frac{5\pi}{6} + \alpha_1\right).$$

Formele de undă raportate la $\frac{\sqrt{2}\, U_f}{2X}$ ale curentului de circulaţie pentru două valori ale unghiului de comandă α sînt indicate în figura 3.40.

Valoarea medie a curentului de circulaţie are pentru $\alpha_1 < \frac{\pi}{3}$ expresia:

$$I_{ca} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi X}(\sin\alpha - \alpha\cos\alpha)\cdot U_f$$

cu valoarea maximă $0{,}566\frac{\sqrt{2}\, U_f}{2X}$, obţinută pentru $\alpha = \frac{\pi}{3}$.

Pentru $\alpha_1 > \frac{\pi}{3}$ se obţine, în mod analog:

$$I_{ca} = \frac{3\sqrt{6}\, U_f}{2\pi X}\left[1 - \frac{\pi}{3}\frac{\sqrt{3}}{2}\sin\alpha + \left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\cos\alpha\right].$$

Valoarea minimă corespunde unghiului de comandă $\alpha_1 = \frac{\pi}{2}$ şi este $0{,}154\frac{\sqrt{2}\, U_f}{2X}$ A.

Variaţia în funcţie de unghiul de comandă α_1 a curentului mediu de circulaţie este indicată în figura 3.41.

În ceea ce priveşte montajul în cruce, acesta este indicat în figura 3.34. Pentru succesiunea de aprindere a tiristoarelor din figura 3.34, *b*, curentul de circulaţie se închide prin circuitul: borna N_1, faza R, T_{11}, K_1 borna N_2, faza T', T_{23}, K_2, borna N_1, pe durata y şi prin borna N_1, faza R, T_{11}, K_1, borna N_2, faza R', T_{21}, K_2 şi borna N_1 pe durata z.

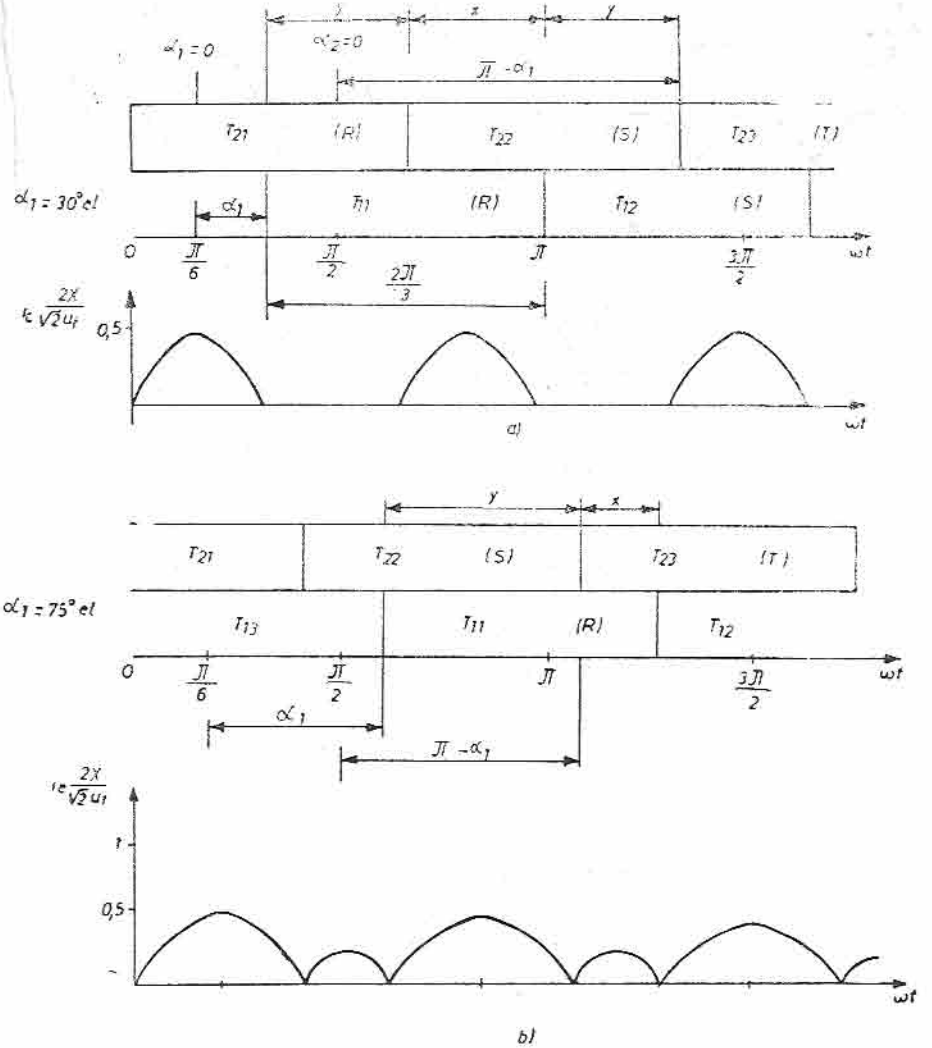


Fig. 3.40. Formele de undă ale curentului de circulaţie pentru convertoarele trifazate cu punct neutru, montaj antiparalel.

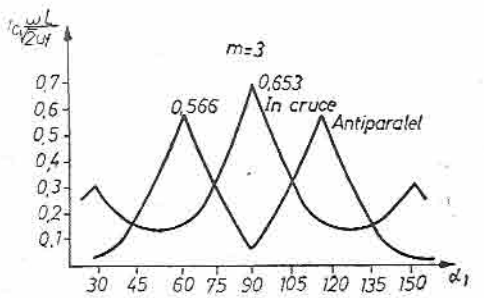


Fig. 3.41. Variaţia curentului de circulaţie (valoare medie) în funcţie de unghiul de amorsare α pentru convertoarele reversibile, trifazate cu punct neutru, montaj antiparalel şi în cruce.

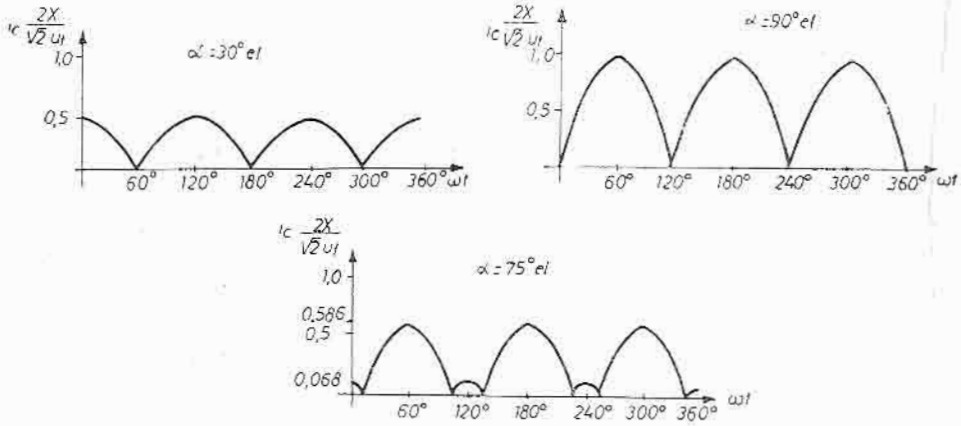


Fig. 3.42. Variația curentului de circulație, valoare instantanee, pentru convertoarele trifazate cu punct neutru, montaj în cruce.

Sînt suficiente două bobine de limitare a curentului de circulație. Din aceeași figură se constată că $\alpha_1 + y = \pi - \alpha_1$ și deci $y = \pi - 2\alpha_1$ și $x = 2\alpha_1 - \frac{\pi}{3}$. Pe durata y, tensiunea de circulație este dată de suma tensiunilor fazelor R și T', iar pe durata x de suma tensiunilor fazelor R și R', adică de dublul tensiunii fazei R.

În consecință, tensiunea de circulație are expresiile:

$$u_c = -\sqrt{2}U_f \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \text{ pentru } \omega t \in \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_1, \frac{7\pi}{6} - \alpha_1\right)$$

și

$$u_c = 2\sqrt{2}U_f \sin \omega t, \quad \text{pentru } \omega t \in \left(\frac{7\pi}{6} - \alpha_1, \frac{5\pi}{6} + \alpha_1\right).$$

Curentul de circulație este dat deci de:

$$i_c = \frac{\sqrt{2}U_f}{2X}\left[\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \sin \alpha_1\right] \text{pentru}$$

$$\omega t \in \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_1, \frac{7\pi}{6} - \alpha_1\right)$$

și

$$i_c = -\frac{2\sqrt{2}U}{2X}\left[\cos \omega t + \cos\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_1\right)\right] \text{pentru}$$

$$\omega t \in \left(\frac{7\pi}{6} - \alpha_1, \frac{5\pi}{6} + \alpha_1\right).$$

Variațiile curentului de circulație, pentru cîteva valori ale unghiului de comandă α sînt indicate în figura 3.42.

Valoarea medie a curentului de circulație se obține integrînd expresiile curenților de circulație pe duratele lor de valabilitate și raportînd la $\frac{2\pi}{3}$ suma acestor integrale.

Efectuînd calculele se obține:

$$I_c = \frac{3}{\pi}\frac{\sqrt{2}U_f}{2X}\left[\sqrt{3}\sin\alpha + (\pi - 2\alpha)\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\alpha - \frac{2\pi}{3}\sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)\right].$$

Variația curentului mediu de circulație în funcție de unghiul de amorsare este indicată în figura 3.41. Valoarea maximă este de 0,653 $\frac{\sqrt{2}U_f}{2X}$ și corespunde unghiului $\alpha = \frac{\pi}{2}$. Rezultă că pentru limitarea la aceeași valoare $k_0 I_N$ a curentului mediu de circulație, schemele în cruce necesită bobine de limitare de valoare ceva mai mare (cu 15%) decît schemele în antiparalel.

Pentru convertoarele trifazate în punte, formate din cîte două mutatoare, schema montajului în antiparalel este indicată în figura 3.43, *a*,

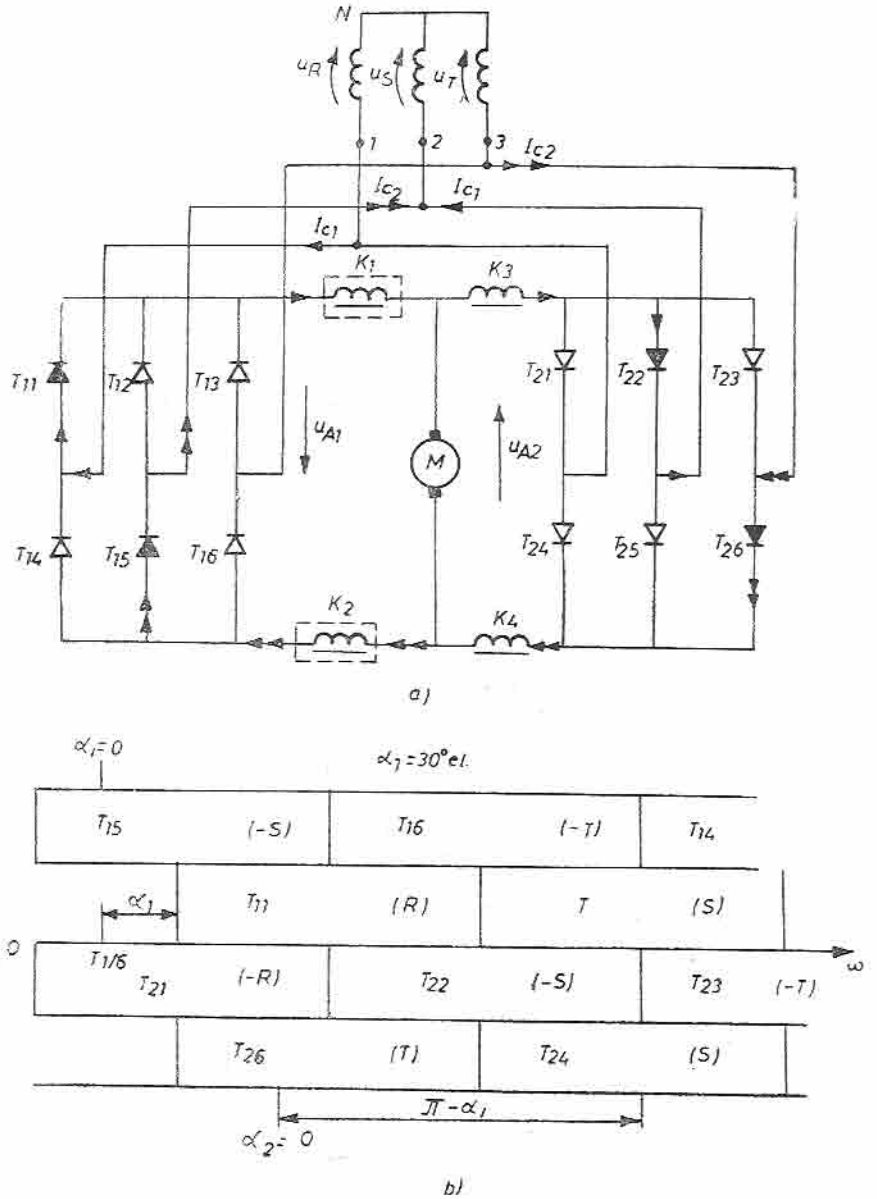


Fig. 3.43. Convertor trifazat în punte, montaj antiparalel.

tiristoarele care conduc simultan, la un moment dat, fiind înegrite. În permanență iau naștere doi curenți de circulație, unul care se închide prin tiristoarele brațelor superioare ale celor două punți și altul care circulă prin tiristoarele brațelor inferioare. Astfel, pentru situația luată în considerare, curentul I_{c1} se închide prin circuitul format din borna N a transformatorului de adaptare, faza R, T_{11}, K_1, K_3, T_{22}, faza S și borna N, tensiunea de circulație fiind dată de $u_{c1} = u_R - u'_S = u_{RS}$, iar curentul I_{c2} se închide prin circuitul borna N, faza T, T_{26}, K_4, K_2, T_{15}, faza S și borna N, tensiunea de circulație fiind dată de $u_{c2} = u_{TS}$.

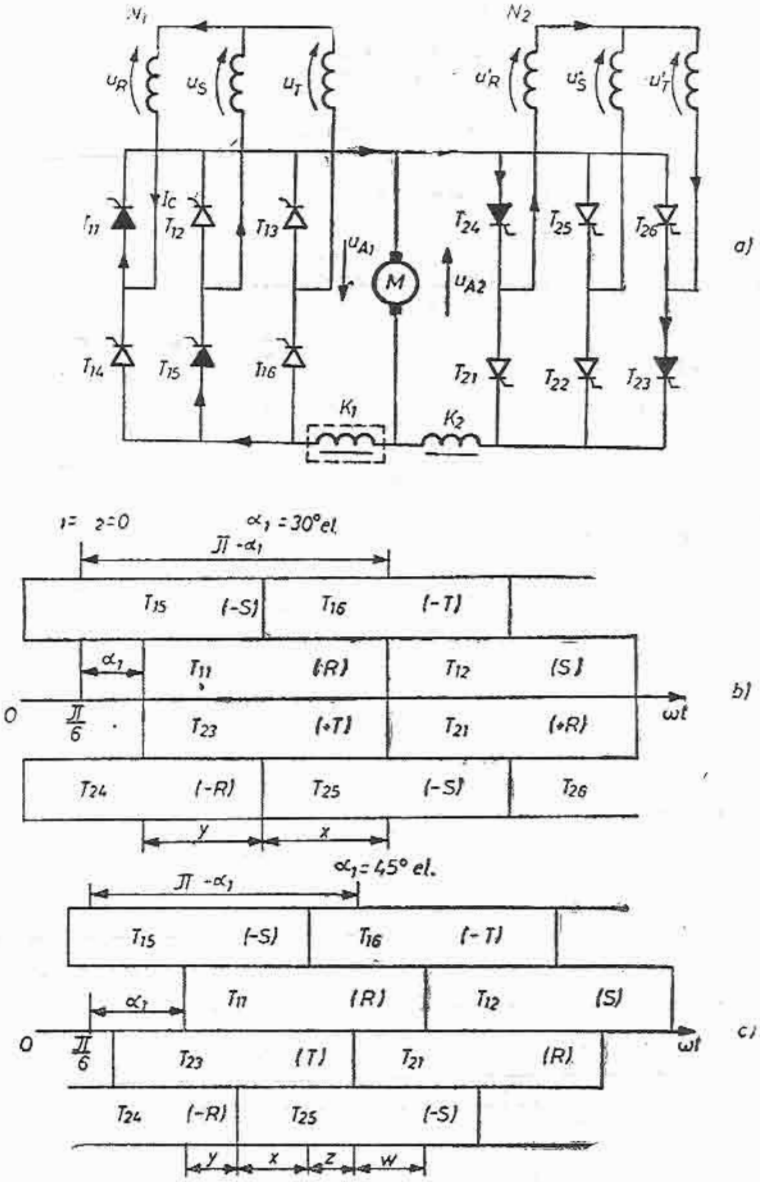


Fig. 3.44. Convertor trifazat în punte, montaj în cruce.

Sînt necesare patru bobine de limitare, expresiile celor doi curenţi de circulaţie fiind identice cu situaţia examinată la schema trifazată cu punct median, montaj antiparalel (aplicaţia 3.10).

Bobina de limitare pentru montajul antiparalel se calculează ca pentru convertoarele trifazate cu punct neutru (vezi şi tabelul 3.5).

Mai complicat stau lucrurile în cazul montajului în cruce, indicat în figura 3.44, *a*. Existenţa a două secundare ale transformatorului de adaptare conduce la apariţia unui singur curent de circulaţie care trece prin tiristoarele celor două punţi care conduc simultan. Pentru situaţia prezentată în figură, situaţie în care conduc tiristoarele înnegrite, curentul de circulaţie se închide prin circuitul format de borna N_1, faza R, T_{11}, T_{24}, faza R', borna N_2, faza T', T_{23}, K_2, K_1, T_{15}, faza S şi borna N_1. Sînt necesare două bobine de limitare.

Tensiunea de circulaţie şi deci şi expresiile curentului depind de simultaneitatea de conducţie a patru tiristoare din totalul celor 12 din cele două punţi.

Astfel, de exemplu, succesiunea de amorsare a tiristoarelor pentru $\alpha = \frac{\pi}{6}$ este indicată în figura 3.44, *b*. Fiecărui tiristor i s-a asociat pe figură şi faza cu care conduce şi sensul acesteia. Pe durata notată cu y conduc tiristoarele T_{11}, T_{24}, T_{23} şi T_{15}, astfel încît, tensiunea de circulaţie este $u_{cy} = u_R - u'_R + u'_T - u_S = u_{TS}$.

Pe durata notată prin x, conduc tiristoarele T_{11}, T_{25}, T_{23} şi T_{16}, tensiunea de circulaţie fiind $u_{cx} = u_R - u'_S - u'_T + u_T = u_{RS}$.

Cu totul alta este situaţia pentru $\alpha = \frac{\pi}{4}$, succesiunea de amorsare a tiristoarelor fiind indicată în figura 3.44, *c*. Pe durata conducţiei tiristorului T_{11} apar patru curenţi de circulaţie. Tiristorul T_{11} conduce pe intervalul notat prin y simultan cu T_{24}, T_{23}, T_{15}, apoi pe durata x cu T_{25}, T_{23}, T_{15}, pe durata z T_{11} conduce cu T_{25}, T_{23} şi T_{16}, şi, în sfîrşit, pe durata notată cu w tiristorul T_{11} conduce împreună cu tiristoarele T_{25}, T_{21} şi T_{16}.

Ţinînd seama că $u_R + u_S + u_T = 0$, tensiunile de circulaţie devin succesiv $u_{cy} = -u_{ST}$; $u_{cx} = -3u_S$; $u_{cz} = u_{SR}$ şi $u_{cw} = 3u_R$.

Evident că, în mod similar, pot fi obţinute expresiile tensiunilor de circulaţie pentru orice altă valoare α.

Procedeul este însă greoi, necesitînd examinarea succesiunii de amorsare a tiristoarelor, stabilirea intervalelor şi a tiristoarelor care conduc simultan pentru valoarea unghiului de comandă la care funcţionează instalaţia.

Mult mai comodă este tratarea punţii trifazate ca un mutator cu $m = 6$ pulsuri, valorile eficace ale tensiunilor pe fază fiind de $\sqrt{3}$ ori mai mari.

În figura 3.45 este prezentată variaţia în timp a tensiunilor redresate u_{A1} şi u_{A2} ale celor două punţi (curbele îngroşate).

Considerînd ca origine a timpului momentul cînd se aprinde un tiristor al punţii care funcţionează ca redresor, expresiile pulsurilor tensiunii redresate u_{A1} vor fi, pentru un sistem m—fazat:

$$u_p = \sqrt{2}\, U_f \sin\left[\omega t + \alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} - (p-1)\frac{2\pi}{m}\right]$$

pentru $(p-1)\frac{2\pi}{m} \leqslant \omega t \leqslant k\frac{2\pi}{m}$, unde $p = 1, 2, \ldots, m$.

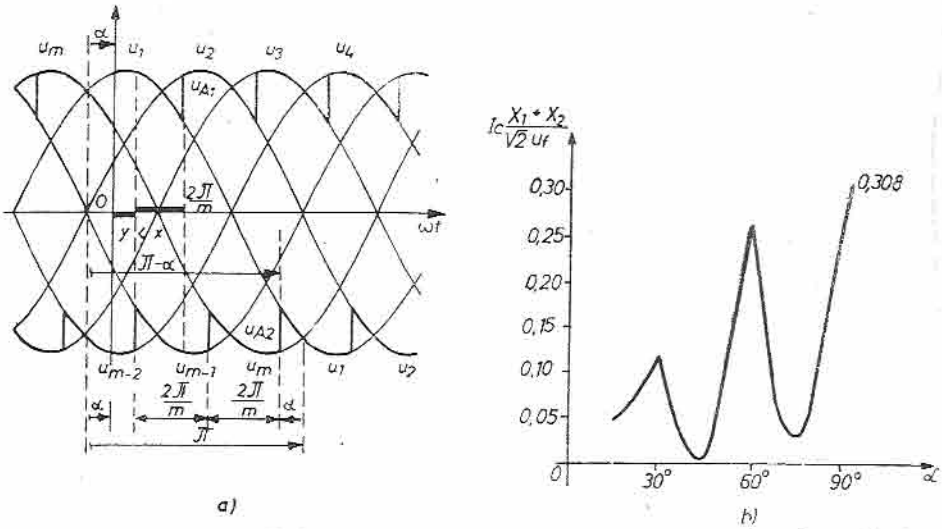


Fig. 3.45. Formele de undă ale tensiunii redresate pentru un mutator hexafazat (*a*) şi variaţia curentului de circulaţie (*b*).

În decursul unui puls se deosebesc două subintervale notate prin x şi y, în care unul şi acelaşi tiristor al primei punţi conduce succesiv cu două tiristoare diferite ale celei de-a doua punţi. De exemplu, în subintervalul y, pulsului u_1 al tensiunii redresate u_{A1} îi corespunde pulsul u_{m-2}(u_4 pentru cazul examinat) al tensiunii redresate u_{A2}, iar în subintervalul x, u_1 se suprapune cu u_{m-1}(u_5). Evident că, în funcţie de unghiul α_1 care teoretic variază de la 0 la π unul şi acelaşi puls u_1 al tensiunii redresate u_{A1} se poate suprapune cu oricare din cele m pulsuri ale tensiunii redresate u_{A2}. Durata y variază între $\frac{2\pi}{m}$ şi 0. În general,

$$y = \pi - 2\alpha - k\frac{2\pi}{m}\cdot$$

Parametrul k se determină astfel încît să asigure pentru limita superioară a duratei y o valoare pozitivă şi mai mică decît $\frac{2\pi}{m}$. Parametrul k este deci numărul natural 0, 1, 2, ..., m, care satisface inegalităţile:

$$m\left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}\right) - 1 \leqslant k \leqslant m\left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}\right)$$

cu α în radiani.

Astfel, de exemplu, pentru $m = 6$, $k = 1$, pentru $\alpha \in \left(\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}\right)$ şi $k = 0$ pentru $\alpha \in \left(\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{2}\right)$; pe durata y pulsul u_1 se suprapune cu pulsul u_{m-k} al punţii care funcţionează ca invertor tensiunea care produce curentul de circulaţie fiind dată de $u_c = u_1 + u_{m-k}$.

Curentul de circulaţie trece prin fazele 1 şi $m - k$ ale secundarelor transformatoarelor de adaptare.

Durata intervalului x este evident $x = \frac{2\pi}{m} - y$, iar tensiunea de circuție $u_{cx} = u_1 + u_{m-k+1}$.

Ținînd seama de expresia tensiunii U_k, rezultă:

$$u_{cy} = 2\sqrt{2}\, U_f \cos (k+1) \frac{\pi}{m} \cos \left(\omega t + \alpha + k \frac{\pi}{m}\right)$$

$$u_{cx} = 2\sqrt{2}\, U_f \cos k \frac{\pi}{m} \cos \left[\omega t + \alpha + (k-1) \frac{\pi}{m}\right].$$

Pentru curenți se obțin expresiile:

$$i_{cy} = \frac{\sqrt{2}\, U_f}{X} \cos (k+1) \frac{\pi}{m} \left[\sin \left(\omega t + \alpha + k \frac{\pi}{m}\right) - \sin \left(\alpha + k \frac{\pi}{m}\right)\right],$$

pentru $0 \leqslant \omega t \leqslant \pi - 2\alpha - k \frac{2\pi}{m}$;

$$i_{cx} = \frac{\sqrt{2}\, U_f}{X} \cos k \frac{\pi}{m} \left\{\sin \left(\omega t + \alpha + (k-1) \frac{\pi}{m}\right) - \sin \left[\alpha + (k+1) \frac{\pi}{m}\right]\right\},$$

pentru $\pi - 2\alpha - k \frac{2\pi}{m} \leqslant \omega t \leqslant \frac{2\pi}{m}$.

Valoarea medie a curentului de circulație rezultă din integrala:

$$I_c = \frac{m}{2\pi} \left[\int_0^y i_{cy}\, \mathrm{d}(\omega t) + \int_y^{\frac{2\pi}{m}} i_{cx}\, \mathrm{d}(\omega t)\right],$$

obținîndu-se:

$$I_c = \frac{m}{\pi} \frac{\sqrt{2}\, U_f}{2X} \left\{2 \sin \alpha \sin \frac{\pi}{m} + \left(\pi - 2\alpha - k \frac{2\pi}{m}\right) \cos \alpha \sin \frac{\pi}{m} - \right.$$

$$\left. - \frac{2\pi}{m} \cos k \frac{\pi}{m} \sin \left[\alpha + (k+1) \frac{\pi}{m}\right]\right\}.$$

După cum s-a mai arătat, pentru schemele în cruce valoarea maximă a curentului de circulație se obține pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$, valoare pentru care $y = 0$ și deci $k = 0$. Efectuînd calculele rezultă:

$$I_{c\,max} = \frac{m}{\pi} \frac{\sqrt{2}\, U_f}{2X} \left[2 \sin \frac{\pi}{m} - \frac{2\pi}{m} \sin \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}\right)\right]$$

relație care mai poate fi scrisă sub forma:

$$I_{c\,max} = \frac{U_{A0}}{X} \left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m}\right),$$

regăsindu-se astfel relația (3.19).

Particularizînd pentru $m = 6$, pentru convertoarele trifazate în punte, se obţin expresiile:

$$i_{cy} = \frac{\sqrt{2}\, U_f}{X} \cos (k + 1) \frac{\pi}{6} \left[\sin\left(\omega t + \alpha + k \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\alpha + k \frac{\pi}{6}\right) \right]$$

cu $\omega t \in \left(0,\ \pi - 2\alpha - k \frac{\pi}{3}\right)$;

$$i_{cx} = \frac{\sqrt{6}\, U_f}{X} \cos k \frac{\pi}{6} \left\{ \sin\left[\omega t + \alpha + (k - 1) \frac{\pi}{6}\right] - \left[\sin \alpha + (k + 1) \frac{\pi}{6}\right] \right\},$$

pentru $\omega t \in \left(\pi - 2\alpha - k \frac{\pi}{3},\ \frac{\pi}{3}\right)$ şi

$$I_c = \frac{\sqrt{6}\, U_f}{2X} \frac{6}{\pi} \left\{ 2 \sin \frac{\pi}{6} \sin \alpha + \left(\pi - 2\alpha - k \frac{\pi}{3}\right) \cos \alpha \sin \frac{\pi}{3} - \right.$$

$$\left. - \frac{\pi}{3} \cos k \frac{\pi}{6} \sin\left[\alpha + (k + 1) \frac{\pi}{6}\right] \right\};$$

$$I_{c\,max} = 0{,}30797 \frac{\sqrt{2}\, U_f}{2X} = 0{,}093 \frac{U_{A0}}{\omega L_A}.$$

Constanta k se determină ca numărul întreg care satisface inegalităţile:

$$2 - \frac{6\alpha}{\pi} \leqslant k \leqslant 3 - \frac{6\alpha}{\pi}.$$

Variaţia curentului mediu de circulaţie în funcţie de unghiul de amorsare este indicată în figura 3.45, *b* şi are valoarea maximă de $0{,}30797 \frac{\sqrt{2}\, U_f}{2X}$, unde, reamintim U_f este tensiunea pe fază la care se alimentează puntea.

În concluzie, se constată că la aceeaşi valoare limitată la $k_0 I_N$ a curentului de circulaţie se preferă, pentru convertoarele trifazate în punte, montajul în cruce, care conduce la necesitatea a numai două bobine de limitare de valori diminuate ale inductanţelor acestora, valoarea cărora este de $L_{cr} = 0{,}30 \frac{U_{A0}}{k_0 I_N}$, în comparaţie cu montajul antiparalel pentru care sînt necesare patru bobine de valoare $L_{ca} = 1{,}09 \frac{U_{A0}}{k_0 I_N}$ [mH].

3.3.6.2. *Scheme cu curenţi reduşi de circulaţie.* Un mijloc eficient de reducere a curenţilor de circulaţie îl constituie menţinerea în permanenţă a mutatorului care lucrează în regim de invertor, la un unghi de comandă constant, astfel încît $\alpha_1 + \alpha_2 > 180°$ el., aşa cum se arată în figura 3.46. În aceste condiţii, deşi tensiunea medie redresată $|U_I|$ furnizată de invertor este în permanenţă mai mare decît tensiunea U_R a mutatorului care lucrează ca redresor, între cele două mutatoare nu trece curent de componentă continuă, datorită sensului de conducţie determinat de tiristoare.

În schimb, durata de conducţie simultană a fazelor care determină curentul de circulaţie pozitiv şi pulsatoriu este mult redusă. Astfel, după cum rezultă din figura 3.45, *c*, pentru schemele în antiparalel, durata de conducţie

comună a două faze diferite pentru $\alpha_2 = 150°$ el. este de numai 60° el. Tensiunea de circulaţie este:

$$u_c = 2\sqrt{2}\,U_f \sin\frac{\pi}{m}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right)$$

cu $\omega t \in \left(\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{m}, \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{m}\right)$.

Curentul de circulaţie este dat de:

$$i_{ca} = \frac{2\sqrt{2}\,U_f}{2X}\sin\frac{\pi}{m}\int_{\frac{\pi}{3}+\frac{\pi}{m}}^{\omega t}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right)d\omega t$$

a cărei valoare este:

$$i_{ca} = \frac{\sqrt{2}\,U_f}{\omega L}\sin\frac{\pi}{m}\left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) - \frac{\sqrt{3}}{2}\right].$$

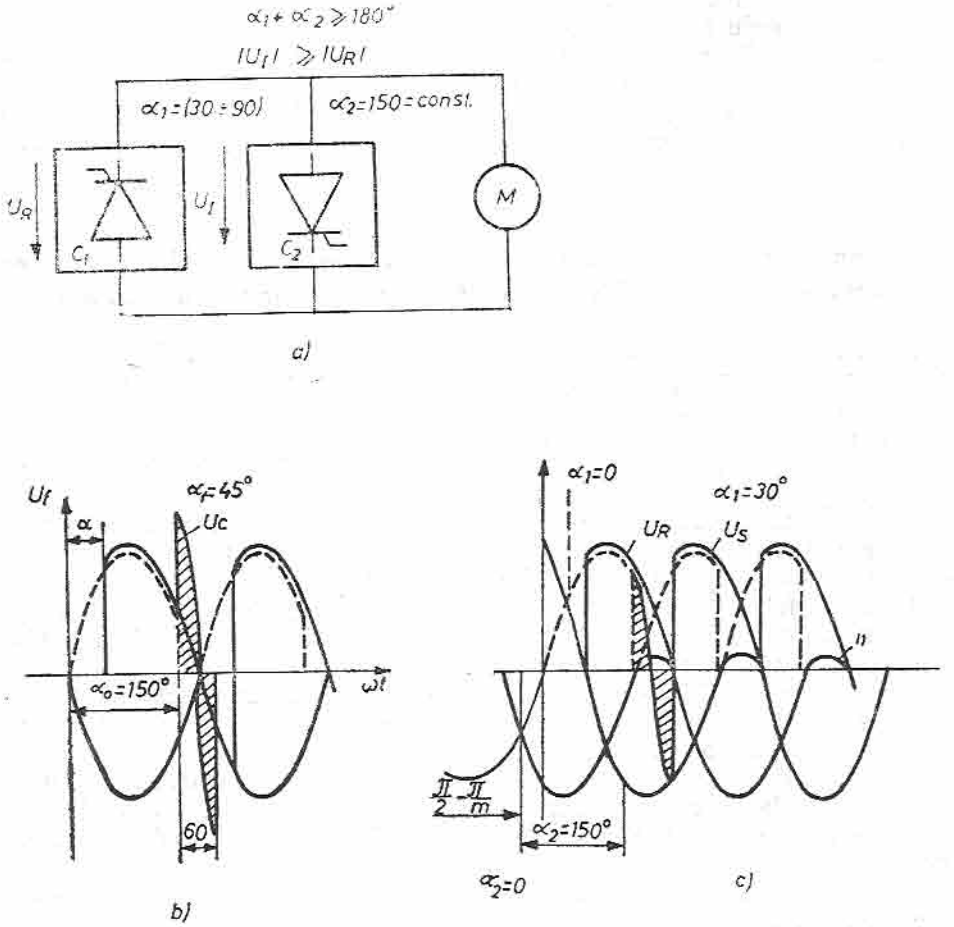


Fig. 3.46. Explicativă pentru schemele cu curenţi reduşi de circulaţie.

Valoarea medie a curentului ce trece prin bobine este:

$$I_{ca} = \frac{m}{2\pi} \frac{\sqrt{2}\, U_f}{\omega L} \sin \frac{\pi}{m} \int_{\frac{\pi}{3}+\frac{\pi}{m}}^{\frac{2\pi}{3}+\frac{\pi}{m}} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) - \frac{\sqrt{3}}{2}\right] d\omega t,$$

adică:

$$I_{ca} = \frac{U_{A0}}{2\omega L}\left(1 - \frac{\sqrt{3}\,\pi}{6}\right)$$

aceeaşi, indiferent de tipul mutatorului.

Limitînd valoarea acestui curent de circulaţie la $k_0 I_N$ rezultă pentru inductanţa bobinei de limitare, valoarea:

$$L_{ca} = 0{,}15 \frac{U_{A0}}{k_0 I_N} \text{ [mH]} \tag{3.47}$$

mult redusă faţă de schemele pentru care $\alpha_1 + \alpha_2 = 180°$.

Calculînd inductanţele bobinelor de limitare pentru curenţi reduşi de circulaţie, valorile rezultate sînt, de regulă, mai mici decît cele calculate prin limitarea amplitudinii armonicii fundamentale, astfel încît, în aceste cazuri este recomandabil ca inductanţa bobinelor de limitare a curentului de circulaţie să fie calculată prin ambele metode, alegîndu-se valoarea cea mai mare.

3.3.7. Convertoare cu tiristoare pentru alimentarea motoarelor de curent continuu cu excitaţie independentă de mare şi foarte mare putere

Alimentarea motoarelor de puteri în gama sutelor de kW pînă la 10 MW comportă unele particularităţi atît în partea circuitului de forţă cît şi a circuitelor de reglare.

Schema de forţă utilizează în exclusivitate mutatoare în punte trifazată complet comandată, gama de puteri realizabilă rezultînd din curentul ce se poate obţine conectînd 1—6 tiristoare în paralel pe braţ.

Pentru puteri foarte mari se conectează în paralel convertoare de putere mare (avînd 4—6 tiristoare în paralel), fie prin dodecafazare directă, fie prin conectare în paralel urmată de dodecafazare.

În acest fel se poate obţine o gamă foarte largă de puteri nominale (de la circa 200 kW la 440 V pînă la circa 10 MW la 1000 V) capabilă să acopere totalitatea aplicaţiilor industriale.

Schemele reversibile sînt realizate în varianta cu curenţi reduşi de circulaţie şi schemă în cruce (alimentarea din secundare diferite şi inductanţe saturabile de limitare a curenţilor de circulaţie).

Schemele de reglare asigură menţinerea curentului de circulaţie numai în zona de anulare a curentului în motor în scopul eliminării timpului mort la reversarea cuplului; în afara zonei menţionate curentul de circulaţie este mult redus.

În acest fel se îmbină avantajele utilizării schemei cu curenţi de circulaţie cu avantajele utilizării schemelor fără curenţi de circulaţie în condiţiile unor performanţe dinamice ridicate.

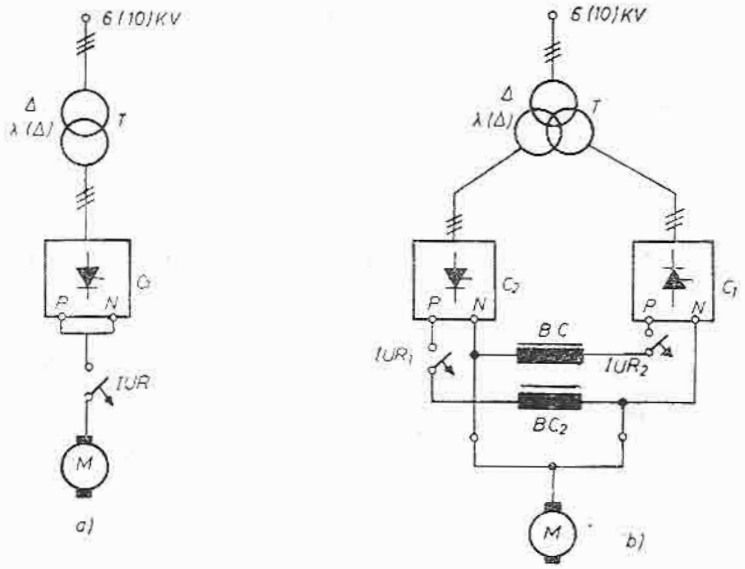


Fig. 3.47. Schema convertorului unidirecțional (*a*) și bidirecțional (*b*) de mare putere.

Schemele de forță utilizate pentru întreaga gamă de puteri menționate sînt indicate în figurile 3.47—3.50.

În figura 3.47, *a* este indicată schema convertorului bază, constituit din transformatorul de adaptare T, în conexiunea triunghi-stea, eventual triunghi-triunghi, tensiunea în primar fiind de 6—10 kV, iar în secundar de 440 V, în funcție de puterea mutatorului utilizat. Acesta se realizează în punte trifazată complet comandată avînd 1—6 tiristoare în paralel pe braț.

În figura 3.47, *b* este prezentat convertizorul bidirecțional cu curenți de circulație, schema în cruce, obținut prin conectarea în antifază de la două secundare separate ale transformatorului de adaptare T. Curentul de circulație este limitat de bobinele BC_1 și BC_2, inductanța cărora se calculează corespunzător schemelor cu curenți reduși de circulație ($L^*=0{,}15$).

Schema convertoarelor unidirecționale pentru putere de pînă la 4 MW realizate în schemă cu dodecafazare prin alimentarea a două mutatoare în punte trifazată complet comandată de la secundare separate ale aceluiași transformator de adaptare și care alimentează în paralel motorul de acționare este indicată în figura 3.48, *a*. Conectarea mutatoarelor la indusul motorului se realizează prin două bobine de egalizare BE_1 și BE_2, caracteristice schemelor cu dodecafazare.

Pentru instalații reversibile din această gamă de puteri se utilizează două asemenea unități, conectate în cruce ca în figura 3.48, *b*.

În sfîrșit, în cazul puterilor foarte mari (5—10 MW) este utilizată schema din figura 3.49, obținută prin conectarea în paralel a două convertoare unidirecționale de mare putere (fig. 3.48, *a*) alimentate de la două transformatoare separate, prevăzute cu bobinele de egalizare BE_1—BE_2.

Pentru schemele reversibile de foarte mare putere se conectează în cruce două asemenea unități ca în figura 3.50. Fragmentarea numărului de tiristoare în paralel pe mai multe convertoare unidirecționale, alimentate de

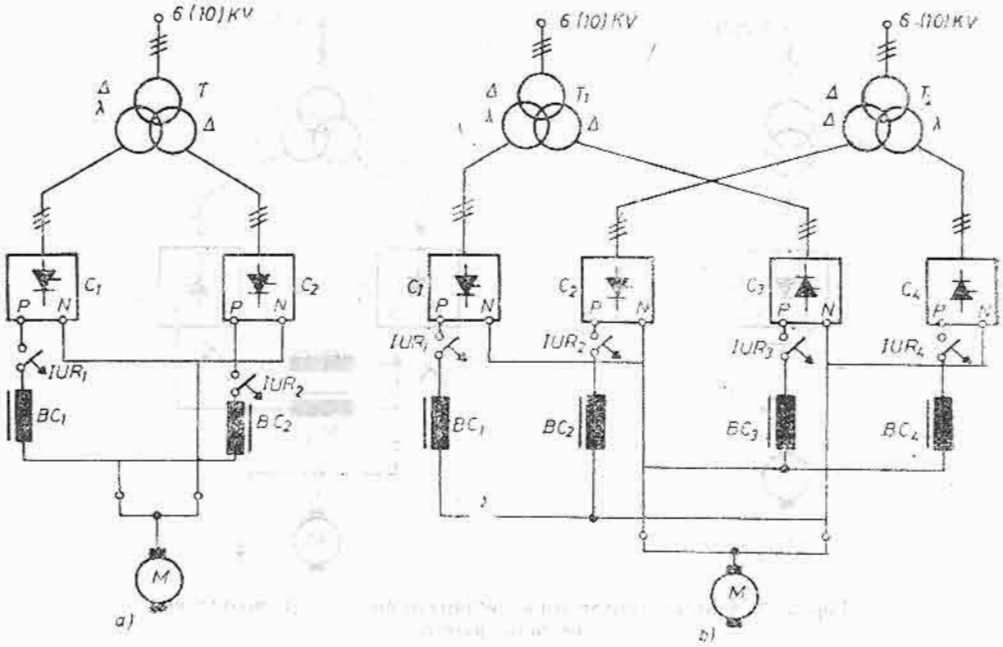


Fig. 3.48. Convertor unidirecțional (*a*) și bidirecțional (*b*) în schemă cu dodecafazare.

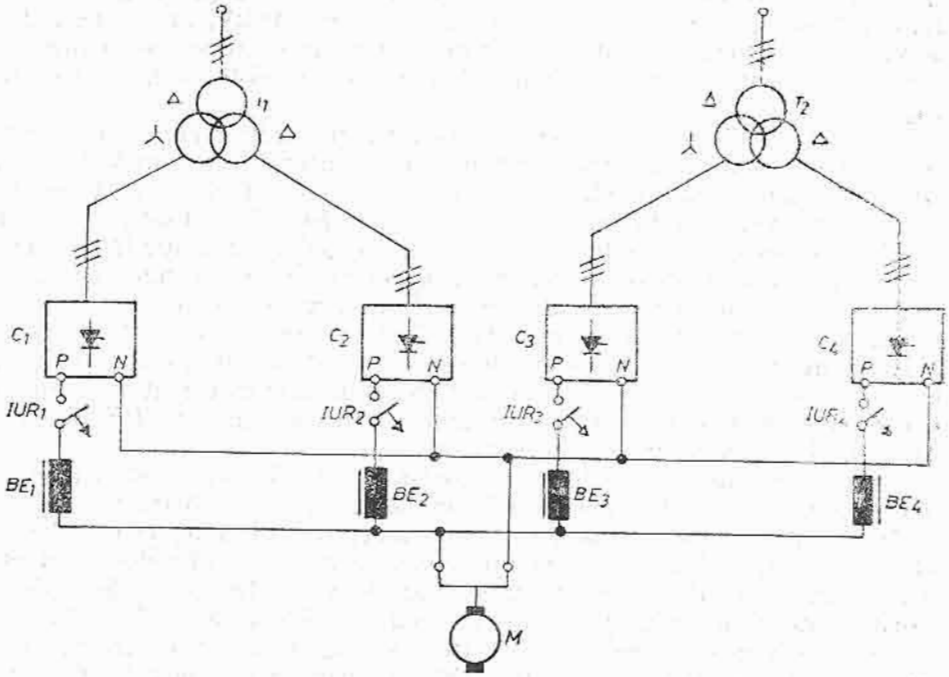


Fig. 3.49. Conectarea în paralel a două convertoare de mare putere.

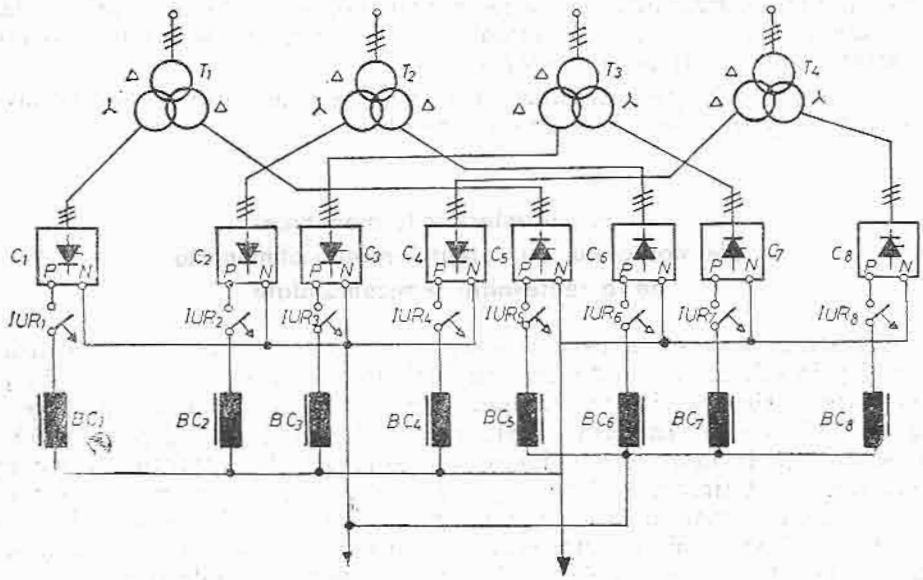


Fig. 3.50. Convertoare reversibile de foarte mare putere.

secundare diferite, este dictată de necesitatea reducerii puterii de scurtcircuit la intrare în fiecare convertor, corelată cu parametrii tiristoarelor utilizate şi a siguranţelor ultrarapide care le protejează, concomitent cu creşterea puterii totale a convertorului echivalent.

Simultan cu creşterea puterii este necesară dodecafazarea schemei de redresare, obţinută prin conectarea în paralel a redresoarelor trifazate în punte şi alimentate de secundare de transformatoare avînd undele de tensiune defazate între ele cu 30° el., în scopul reducerii armonicilor de curent introduse de convertor în reţeaua de alimentare; cele 30° el. se obţin prin alimentarea fiecărui convertor de la secundare în stea respectiv în triunghi.

Cu excepţia convertoarelor trifazate în punte conţinînd un tiristor pe braţ, restul se protejează la scurtcircuite exterioare şi prin întreruptoare ultrarapide menite să asigure izolarea fiecărui convertor faţă de defectul exterior, în condiţiile rămînerii în stare de funcţionare a siguranţelor ultrarapide.

Pentru convertoarele avînd tensiunea nominală de alimentare de 440 V transformatoarele de alimentare se obţin din transformatoarele avînd tensiunea nominală de 750 V prin schimbarea conexiunii din triunghi în stea.

Structura schemelor de forţă ale convertoarelor prezentate mai sus este, după cum se observă, modulară, întreaga gamă de convertoare uni si bidirecţionale, obţinîndu-se prin repetarea convertorului de bază indicat în figura 3.47, *a*, cu consecinţe favorabile atît în fabricaţia cît şi în exploatarea acestor instalaţii.

Examinînd schemele reversibile se constată că mutatoarele cu acelaşi sens de conducţie al tiristoarelor (C_1, C_2 şi, respectiv C_3 şi C_4 din figura 3.49 şi C_1, C_2, C_3, C_4 şi respectiv C_5, C_6, C_7 şi C_8 din figura 3.50 se alimentează de la transformatoare diferite.

În acest fel, un scurtcircuit produs prin basculare accidentală a unuia din cele două, respectiv patru convertoare se izolează fără a produce basculare în cascadă şi a celorlalte convertoare. Acest sistem de alimentare

crește gradul de siguranță al schemei conducînd, în cazul unei avarii, numai la o diminuare a puterii ansamblului convertor-motor și nu la scoaterea completă din funcțiune a motorului.

În ceea ce privește particularitățile specifice schemelor de reglare, acestea vor fi prezentate în capitolul următor.

3.3.8. Caracteristicile mecanice ale motoarelor de curent continuu alimentate de la redresoare semicomandate

În ceea ce privește redresoarele semicomandate, acestea pot fi realizate numai prin scheme în punte. Pentru varianta monofazată, după modul de conectare a tiristoarelor există două posibilități de realizare indicate în figura 3.51, *a* și *b*. În figura 3.51, *a* rolul diodei de nul îl joacă diodele D_1 și D_2. La intrarea în conducție a tiristorului T_1, curentul de sarcină trece prin acest tiristor și dioda D_2 (fig. 3.51, *e* și *f*), tensiunea pe sarcină devine egală cu tensiunea de alimentare *u* pînă la anularea acesteia, cînd conducția tiristorului T_1 încetează, ca urmare a aplicării unei tensiuni anodice negative prin diodele D_1 și D_2 care conduc în continuare ca diode de nul. Din acest moment și pînă la aprinderea tiristorului T_2, tensiunea aplicată indusului motorului este nulă.

În schema din figura 3.51, *b*, rolul diodei de nul îl joacă un tiristor și o diodă. În momentul anulării tensiunii de alimentare spre valori negative, tiristorul T_1 care a condus pînă în acel moment, continuă să rămînă în conducție împreună cu dioda D_1, conectată în serie cu el. Curentul din indus trece astfel prin tiristorul T_1 și dioda D_1, care, împreună cu T_1 joacă rolul diodei de nul. În figura 3.51, *e* conducția prelungită a tiristorului T_1 este figurată punctat. La comanda de aprindere a tiristorului T_2, tensiunea pozitivă a sursei alternative conduce la amorsarea acestuia, curentul de sarcină închizîndu-se prin T_2 și D_1.

Tiristoarele din schema 3.51, *b* au anozii la același potențial, ceea ce simplifică realizarea schemei dispozitivului de comandă pe grilă. În schimb, la valori mari ale unghiului de comandă, se poate întîmpla ca intrarea în conducție a tiristorului care se comandă, să nu scoată din conducție, pînă în momentul anulării tensiunii alternative, tiristorul care a funcționat pînă în acel moment ca diodă de nul. Ca urmare, acest tiristor rămîne în conducție ca element redresor, pe toată semialternanța următoare, iar tensiunea redresată corespunde acum unui unghi de comandă $\alpha = 0$. În decursul alternanței următoare, acest tiristor rămîne în conducție mai departe ca diodă de nul, transformatorul nu mai contribuie la realizarea tensiunii redresate, deci, acum se produce căderea tensiunii redresate la valoarea zero. În alternanța următoare, din nou se produce anomalia rămînerii în conducție a tiristorului ca element redresor și din nou se mărește tensiunea redresată.

Din analiza de mai sus se observă că, la valori mari ale unghiului de comandă, în urma funcționării anormale a redresorului, tensiunea medie redresată sare de la o valoare apropiată de zero la jumătate din tensiunea în gol. Pentru evitarea anomaliei semnalate, la mutatoarele semicomandate circuitul de comandă a tiristoarelor nu trebuie să permită depășirea unui anumit unghi de comandă maxim de regulă 150° el.

Evitarea acestui fenomen de răsturnare a mutatorului se poate realiza și prin intermediul diodei de nul D_0, figurată punctat, în care caz curenții hașurați din figura 3.51, *f* sînt preluați integral de dioda D_0, ca în figura 3.51, *g*.

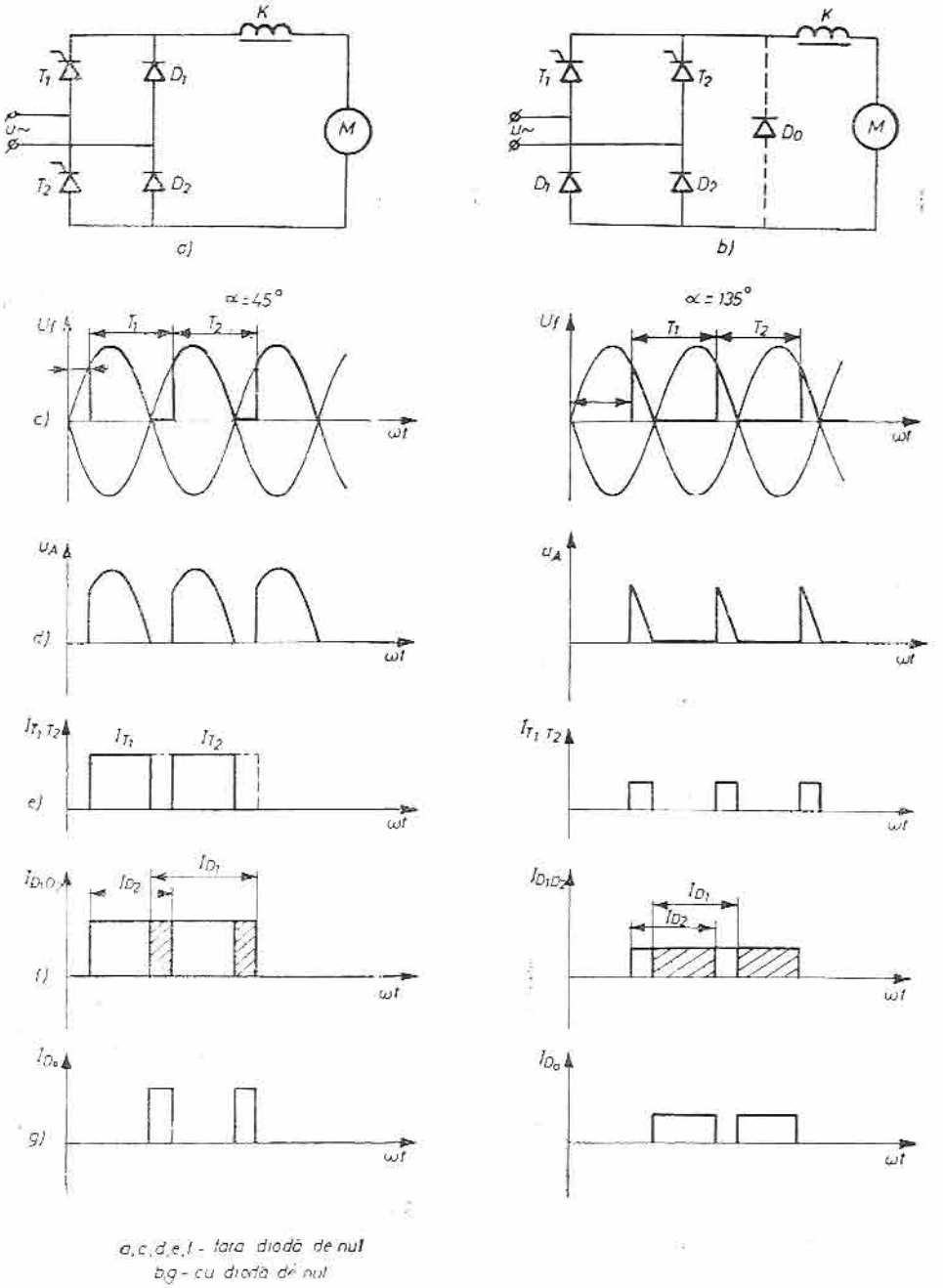


Fig. 3.51. Schemele electrice și formele de undă ale mutatoarelor monofazate semicomandate

Caracteristic tuturor redresoarelor semicomandate este valoarea permanent pozitivă a valorii tensiunii medii redresate. Astfel, de exemplu, pentru schema monofazată în punte semicomandată, în regim de curent neîntrerupt, indiferent de schema utilizată,

$$U_A = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}\, U_f \sin \omega t \, \mathrm{d}\,\omega t = U_{A0}\,\frac{1+\cos\alpha}{2}. \tag{3.48}$$

În consecinţă, pentru motoarele alimentate de la asemenea redresoare nu se poate realiza regimul de frînare prin recuperare de energie, singura metodă posibilă de frînare electrică fiind frînarea dinamică.

Pentru schemele care nu utilizează dioda de nul D_0, la unghiuri de comandă maxim admisibile de aproximativ 150°, tensiunea medie redresată nefiind nulă, se poate manifesta fenomenul de „tîrîre" care constă în aceea că motorul continuă să se rotească şi după ce a fost dată comanda de oprire. Utilizarea diodei de nul D_0 elimină acest neajuns, tensiunea de alimentare a motorului fiind nulă din momentul trecerii prin zero a tensiunii reţelei.

Expresiile curentului şi tensiunii medii redresate, în cazul funcţionării în regim de curent neîntrerupt, se stabilesc şi de rîndul acesta, prin integrarea ecuaţiilor diferenţiale:

$$\sqrt{2}\, U_f \sin \omega t = E_A + I_A R_A + L_A \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t}, \tag{3.49}$$

pentru $\alpha_{min} < \omega t < \pi$;

$$0 = E_A + I_A R_A + L_A \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t}, \tag{3.50}$$

pentru $\pi < \omega t < \pi + \alpha$.

Valoarea minimă a unghiului de comandă se determină din condiţia de amorsare a tiristoarelor

$$\sqrt{2}\, U_f \sin \alpha_{min} = \frac{2}{\pi}\sqrt{2}\, U_f\, \frac{1+\cos\alpha_{min}}{2}$$

cu soluţia:

$$\alpha_{min} = 35{,}312^\circ \text{ el.} = 0{,}61631 \text{ rad.}$$

Pentru evitarea confuziilor vom afecta indicele T soluţiei ecuaţiei diferenţiale (3.49) şi indicele D soluţiei ecuaţiei (3.50) scoţînd în evidenţă astfel cele două etape de funcţionare ale punţii monofazate semicomandate.

Efectuînd calculele, soluţiile celor două ecuaţii diferenţiale sînt:

$$i_T = \frac{\sqrt{2}\, U_f}{\omega L_A}\left[\cos\alpha - \cos\omega t - \frac{E_A + I_A R_A}{\sqrt{2}\, U_f}(\omega t - \alpha)\right] + I_0 \tag{3.51}$$

respectiv:

$$i_D = \frac{\sqrt{2}\, U_f}{\omega L_A}\left[1 + \cos\alpha - \frac{E_A + I_A R_A}{\sqrt{2}\, U_f}(\omega t - \alpha)\right] + I_0. \tag{3.52}$$

Constantele de integrare s-au determinat pentru i_T din condiția ca în momentul amorsării tiristorului, curentul să aibă valoarea inițială I_0 (întotdeauna aceeași), iar pentru i_D din condiția egalității celor doi curenți în momentul comutării:

$$i_T(\pi) = i_D(\pi).$$

Este ușor de constatat că pentru $\omega t = \pi + \alpha$ condiția $i_D = I_0$ conduce la expresia tensiunii medii redresate, în regim de curent neîntrerupt.

$$U_A = E_A + I_A R_A = U_{A0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$

Valoarea medie a curentului redresat se obține din:

$$I_A = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} i_T \, d\omega t + \int_{\pi}^{\pi+\alpha} i_D \, d\omega t \right]$$

a cărei soluție este:

$$I_A = \frac{U_{A0}}{2\omega L_A} \left[\frac{\pi}{2} (1 + \cos \alpha) + \sin \alpha + \alpha - \pi \right] + I_0. \tag{3.53}$$

la limita regimului de curent întrerupt $I_0 = 0$ și deci:

$$I_{Acr} = \frac{U_{A0}}{2\omega L_A} \left[\frac{\pi}{2} (1 + \cos \alpha) + \sin \alpha + \alpha - \pi \right]. \tag{3.54}$$

Valoarea maximă a curentului la limita regimului de curent întrerupt corespunde pentru $\alpha = 64{,}963°$ el. și este:

$$I_{Acrmax} = 0{,}567 \frac{U_{A0}}{\omega L}. \tag{3.55}$$

Limitînd acest curent la valoarea $k_0 I_N$ se determină valoarea inductanței bobinei de limitare a regimului de curent întrerupt:

$$L = 1{,}80 \frac{U_{A0}}{k_0 I_N}. \tag{3.56}$$

Se constată reducerea cu 43% a valorii inductanței bobinei de limitare față de mutatorul similar complet comandat, reducere explicabilă prin ondulațiile mai mici ale curentului redresat al punții semicomandate.

Într-adevăr, printr-un calcul asemănător celui prezentat cu ocazia stabilirii expresiei curentului pentru punțile complet comandate, se obține utilizînd (3.50) cu $\alpha = 64{,}963°$ el.:

$$i_A = \frac{\sqrt{2}\, U_f}{\omega L_A} (0{,}947 - \cos \omega t - 0{,}453\, \omega t),$$

cu valoarea maximă pentru $\omega t = 153°$ el.:

$$i_{A\,max} = 0{,}168 \frac{\sqrt{2}\, U_f}{\omega L_A}$$

față de $1 \cdot \frac{\sqrt{2}\, U_f}{\omega L_A}$, care s-a obținut la puntea monofazată complet comandată.

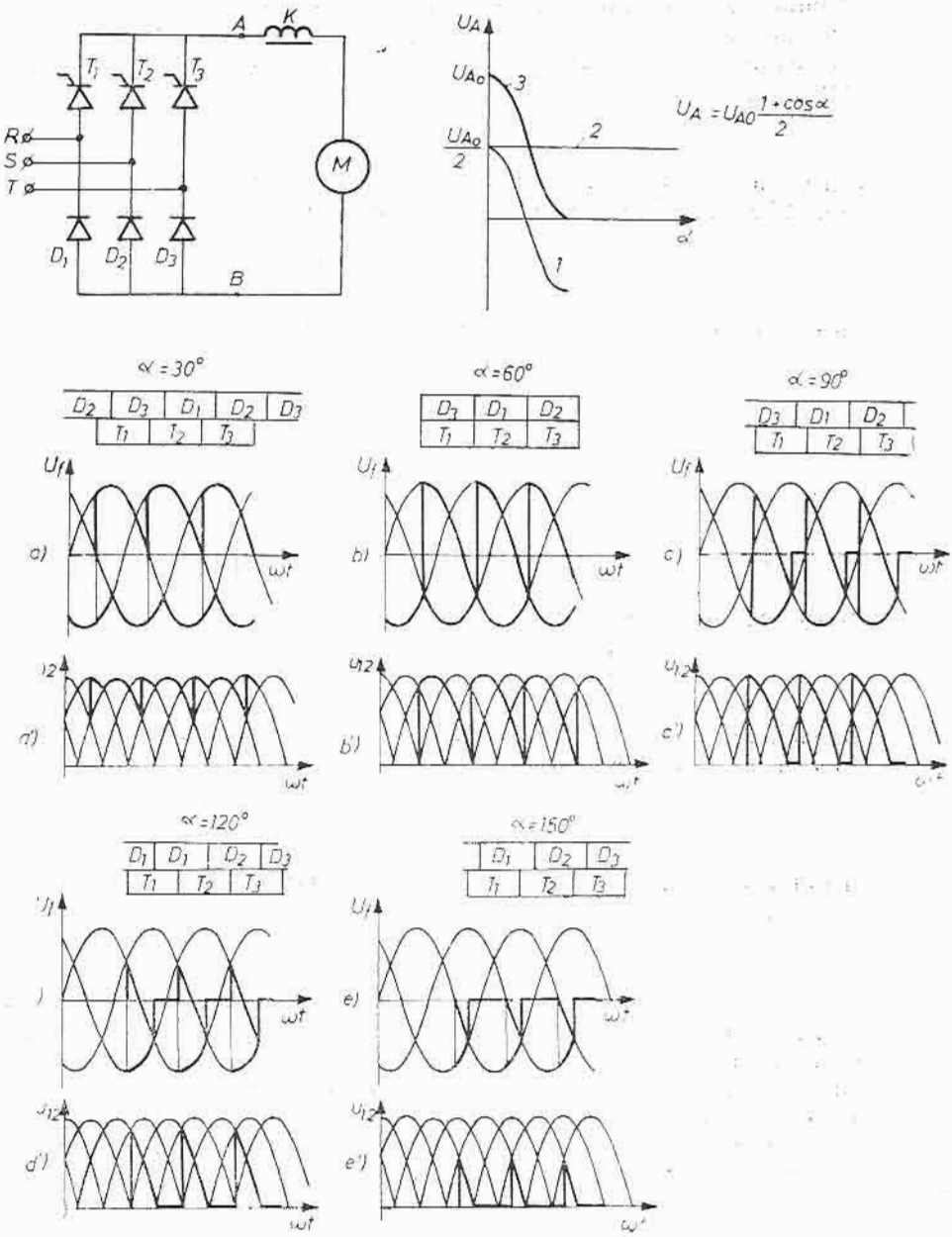


Fig. 3.52. Schemele electrice ale mutatoarelor trifazate semicomandate.

În sfîrşit, redresorul trifazat în punte semicomandată, a cărui schemă este indicată în figura 3.52, utilizează trei tiristoare în braţul superior al punţii şi trei diode în cel de jos. Fiecare tiristor conduce cu dioda căreia i se aplică, pe durata conducţiei tiristorului respectiv, tensiunea cea mai negativă. În acest fel, tensiunea redresată este dată de tensiunea dintre fazele respective. Ori de cîte ori tensiunea cea mai negativă aplicată diode-

lor din brațul de jos al punții, este a fazei tiristorului care se află în conducție, acest tiristor, împreună cu dioda înseriată cu el, conduce ca diodă de nul. Pe baza acestor observații se pot construi cu ușurință formele de undă ale tensiunii redresate, indicate în figurile 3.52, *c*, *d* și *e*, pentru unghiuri de comandă de 30°, 60°, 90°, 120° și 150°. Pentru claritate sînt indicate și perechile tiristor-diodă, care conduc simultan în situațiile prezentate.

Redresorul trifazat semicomandat poate fi privit ca rezultat al însumării a două mutatoare trifazate cu punct neutru; unul comandat — cel cu tiristoare — și altul necomandat — cel cu diode.

Tensiunea medie redresată rezultă în acest fel din însumarea tensiunilor medii redresate ale celor două mutatoare, așa cum se indică în figura 3,52, în care curbele *1* și *2* reprezintă tensiunile medii redresate ale celor două mutatoare înseriate, iar curba *3* — suma acestor două tensiuni — tensiunea medie redresată a punții semicomandate.

Pentru stabilirea expresiilor curentului mediu redresat în regim de curent neîntrerupt se alege originea de timp corespunzător punctului de comutație naturală, ca în figura 3.53.

Curentul se determină, de rîndul acesta, prin integrarea ecuațiilor diferențiale:

$$\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}U_f \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) = E_A + R_A I_A + L_A \frac{di_A}{dt} \tag{3.57}$$

$$\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}U_f \sin \omega t = E_A + R_A I_A + L_A \frac{di_A}{dt} \tag{3.58}$$

Prima ecuație corespunde intervalului de conducție a tiristorului T_1 cu dioda D_2 fiind deci valabilă pentru $\alpha_{min} < \omega t < \frac{\pi}{3}$; cea de a doua ecuație reflectă funcționarea tiristorului T_1 cu dioda D_3 adică pe intervalul $\frac{\pi}{3} < \omega t < \alpha + \frac{2\pi}{3}$.

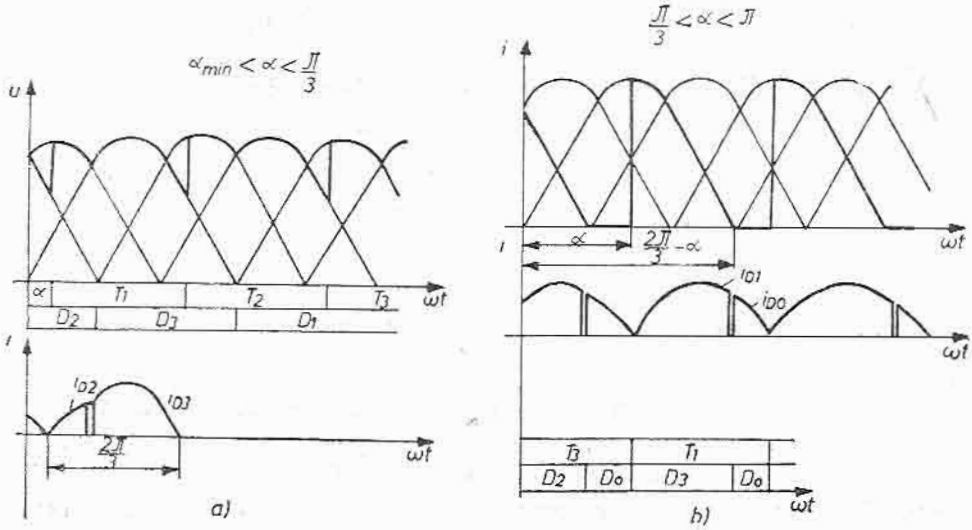


Fig. 3.53. Formele de undă ale tensiunii și curentului redresat pentru mutatoare trifazate semicomandate în regim de curent neîntrerupt.

După cum rezultă din figură, pentru $\alpha_{min} < \alpha < \frac{\pi}{3}$, durata maximă de conducție a fiecărui tiristor este $\beta = \frac{2\pi}{3}$, curentul se comută de pe un tiristor pe altul înaintea trecerii prin zero a tensiunii fazei respective; în consecință, pentru acest interval al unghiurilor de comandă α dioda de nul nu mai intervine în funcționare.

Valoarea minimă a unghiului de comandă rezultă din condiția de amorsare a tiristoarelor

$$\sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \sin\left(\alpha_{min} + \frac{\pi}{3}\right) = U_{A0} \frac{1 + \cos \alpha_{min}}{2}$$

cu soluția:

$$\alpha_{min} = 11{,}0058^\circ \text{ el.} = 0{,}193 \text{ rad.}$$

Ecuațiile diferențiale (3.57) și (3.58) conduc la soluțiile:

$$i_{D2} = \frac{\sqrt{6}\, U_f}{\omega L_A} \left[\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) - \frac{E_A + I_A R_A}{\sqrt{6}\, U_f} (\omega t - \alpha)\right] + I_0 \tag{3.59}$$

și:

$$i_{D3} = \frac{\sqrt{6}\, U_f}{\omega L_A} \left[1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) - \cos \omega t - \frac{E_A + I_A R_A}{\sqrt{6}\, U_f} (\omega t - \alpha)\right] + I_0. \tag{3.59'}$$

Se observă că pentru $\omega t = \alpha + \frac{2\pi}{3}$ condiția $i_{D3}\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) = I_0$ conduce la valoarea tensiunii medii redresate

$$U_A = U_{A0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \text{ cu} \qquad U_{A0} = 3 \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_f.$$

Valoarea medie a curentului redresat se obține din:

$$I_A = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\alpha}^{\pi/3} i_{D2}\, d\omega t + \int_{\pi/3}^{\alpha + 2\pi/3} i_{D3} d\omega t$$

a cărei soluție este:

$$I_A = \frac{U_{A0}}{2\omega L_A} \left[\alpha - \left(\sqrt{3}\, \frac{\pi}{3} - 1\right) \sin \alpha\right] + I_0 \tag{3.60}$$

Pentru $\frac{\pi}{3} < \alpha < \pi$ după cum rezultă din aceeași figură 3.52, curentul trece prin tiristorul T_1 și dioda D_3 în intervalul $\alpha < \omega t < \frac{2\pi}{3} - \alpha$ și prin tiristorul T_1 și dioda D_1 (sau prin dioda de descărcare D_0 dacă aceasta există) în intervalul $\frac{2\pi}{3} - \alpha < \omega t < \alpha + \frac{2\pi}{3}$.

În consecință, pentru acest interval de variație a unghiului de comandă α ecuațiile care definesc curentul redresat sînt:

$$\sqrt{6}U_f \sin \omega t = E_A + I_A R_A + L_A \frac{di_A}{dt}$$

pentru $\alpha < \omega t < \frac{2\pi}{3} - \alpha$ și

$$0 = E_A + I_A R_A + L_A \frac{di_A}{dt}$$

pentru $2\pi/3 - \alpha < \omega t < 2\pi/3 + \alpha$.

Urmărind același procedeu se obține succesiv:

$$i_{D3} = \frac{\sqrt{6}\, U_f}{\omega L_A}\left[\cos \alpha - \cos \omega t - \frac{3}{\pi}\,\frac{1 + \cos \alpha}{2}(\omega t - \alpha)\right] + I_0 \qquad (3.61)$$

$$i_{D0} = \frac{\sqrt{6}\, U_f}{\omega L_A}\left[1 + \cos \alpha - \frac{3}{\pi}\,\frac{1 + \cos \alpha}{2}(\omega t - \alpha)\right] + I_0; \qquad (3.62)$$

și

$$I_A = \frac{U_{A0}}{2\omega L_A}\left[\frac{\pi}{3}(1 + \cos \alpha) + \sin \alpha + \alpha - \pi\right] + I_0. \qquad (3.63)$$

Valoarea critică maximă la limita regimului de curent întrerupt ($I_0 = 0$) are loc, pentru $\alpha = 87{,}362°$ el.:

$$I_{Acr} = 0{,}238 \frac{U_{A0}}{L_A \omega} \qquad (3.64)$$

care determină inductanța bobinei de limitare la

$$L_A = 0{,}76 \frac{U_{A0}}{k_0 I_N}. \qquad (3.65)$$

Se constată necesitatea unei bobine de limitare mai mare de 2,63 ori în comparație cu cea corespunzătoare punții trifazate complet comandate, consecința ondulațiilor mai accentuate ale curentului redresat. Într-adevăr valoarea maximă a curentului redresat se obține din (3.59') cu $\alpha = 87{,}364°$el. și $\omega t = 150°$ el.:

$$i_{max} = 0{,}366 \frac{\sqrt{2}\,\sqrt{3}\, U_f}{\omega L_A} \text{ față de numai } 0{,}133 \frac{\sqrt{2}\,\sqrt{3}\, U_f}{L_A}$$

cît s-a obținut pentru puntea trifazată complet comandată.

În ceea ce privește caracteristicile mecanice ale motoarelor alimentate de la mutatoare semicomandate, expresiile acestora se obțin prin calcule similare celor de la mutatoarele complet comandate. Pentru exemplificare se prezintă în continuare caracteristicile mecanice pentru motoarele alimentate de la redresoare monofazate semicomandate. Se deosebesc și de rîndul acesta cele trei zone de funcționare a ansamblului mutator-motor: zona de mposibilitate de funcționare de mers în gol, zona regimului de curent întrerupt și zona curentului neîntrerupt.

În cele ce urmează se consideră $R_A = 0$, fiind prezentate caracteristicile mecanice limită.

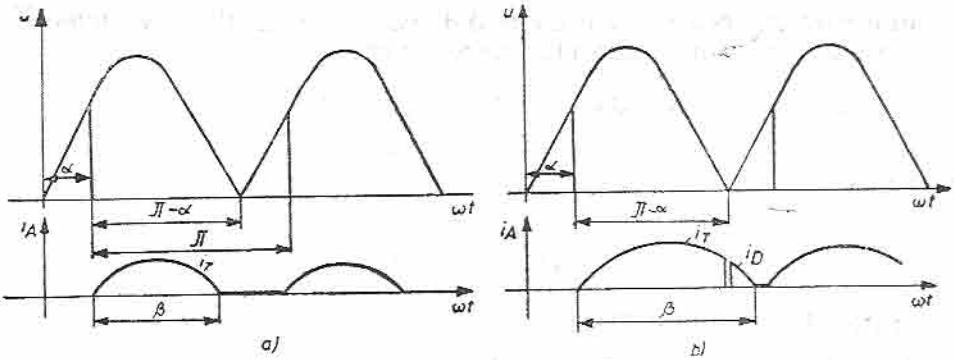


Fig. 3.54. Explicativă pentru regimul de curent întrerupt al mutatoarelor monofazate semicomandate.

În cazul alimentării motoarelor de la mutatoare în punte monofazată semicomandată, zona imposibilității de funcționare în gol corespunde unghiurilor de comandă $\alpha < \frac{\pi}{2}$.

Din figura 3.54, *a* se vede că pentru durata de conducție $\beta < \pi - \alpha$, curentul se anulează înaintea trecerii prin zero a tensiunii rețelei, dioda de nul neintervenind în funcționare. Curentul în acest interval are soluția (3.51), anulîndu-se pentru $\omega t = \beta + \alpha$. Cu această valoare pentru ωt se obține:

$$E = \sqrt{2}\, U_f \frac{\cos\alpha - \cos(\alpha + \beta)}{\beta} \quad \text{și} \quad I_0 = 0,$$

astfel, încît, după cîteva transformări simple se obține expresia vitezei limită, în regim de curent întrerupt:

$$v_l = \pi \frac{\sin\frac{\beta}{2}}{\beta} \sin\left(\alpha + \frac{\beta}{2}\right). \tag{3.66}$$

TABELUL 3.6.

Valorile minime de conducție pentru redresoarele monofazate semicomandate.

α°el	(π − α)°el.	β *min*°el.
35,313	144,687	180
40,000	140	157,419
45,000	135	138,324
46,435	133,565	133,565
50,000	150	122,182
55,000	175	106,430
60,000	140	90,863
65,000	125	75,480
70,000	120	60,266
75,000	105	45,096
80,000	100	30,036
85,000	105	14,988
90,000	90	0,000

Valoarea maximă pe care o poate avea tensiunea medie redresată este dată de condiția de amorsare a tiristoarelor:

$$U_A = E_A + I_A R_A = \sqrt{2} U_f \sin\alpha,$$

valoarea care introdusă în (3.51) și punînd condiția ca la $\omega t = \alpha + \beta_{min}$, $i_A = 0$, permite determinarea duratei minime de conducție, din ecuația transcendentă:

$$\operatorname{ctg}\alpha = \frac{\beta_{min} - \sin\beta_{min}}{1 - \cos\beta_{min}} \tag{3.67}$$

ale cărei soluții sînt indicate în tabelul 3.6.

Vitezele maxime au deci expresia:

$$v_{l\,max} = \pi \frac{\sin \frac{\beta_{min}}{2}}{\beta_{min}} \sin\left(\alpha + \frac{\beta_{min}}{2}\right). \tag{3.68}$$

Pentru aceeaşi situaţie în care $\beta < \pi - \alpha$, curentul mediu redresat raportat la valoarea critică dată de (3.55) se obţine din:

$$i = \frac{1}{I_{Acrmax}} \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\beta} i_T(\omega t)\, d\omega t$$

cu $i_T(\omega t)$ dat de (3.51) şi I_{Acrmax} dat de (3.55).

Efectuînd calculele se obţine:

$$i = -1{,}76 \left(1 - \frac{\beta}{2} \operatorname{ctg} \frac{\beta}{2}\right) \cos\left(\alpha + \frac{\beta}{2}\right) \sin \frac{\beta}{2}. \tag{3.69}$$

Pentru $\pi - \alpha < \beta < \pi$, adică pentru $\alpha_{min} < \alpha < 46{,}435°$ el., (fig. 3.54, *b* şi tabelul 3.6) intervine şi dioda de nul. Pentru $\omega t = \alpha + \beta$ se anulează curentul prin dioda de nul, dat de (3.52).

Durata minimă de conducţie este dată de condiţia de amorsare a tiristoarelor, rezultînd;

$$\beta_{min} = \operatorname{ctg} \frac{\alpha}{2} \text{ [rad]} \tag{3.70}$$

cu soluţiile indicate în tabelul 3.6.

Tensiunea contraelectromotoare este dată de

$$E_A = \sqrt{2}\, U_f \frac{1 + \cos \alpha}{\beta}$$

şi deci viteza limită are expresia:

$$v_{lim} = \frac{\pi}{2} \frac{1 + \cos \alpha}{\beta}. \tag{3.71}$$

Curentul mediu raportat se obţine din (3.54) şi (3.55):

$$i = \frac{1}{I_{Acr\,max}} \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi^-} i_T(\omega t)\, d(\omega t) + \int_{\pi}^{\alpha+\beta} i_D(\omega t)\, d(\omega t) \right]$$

cu $i_T(\omega t)$ şi $i_D(\omega t)$ date de (3.51) şi (3.52).

Se obţine:

$$i = 0{,}88 \left[\frac{\beta}{2} (1 + \cos \alpha) + \sin \alpha + \alpha - \pi \right]. \tag{3.72}$$

La limita funcţionării în regim de curent întrerupt

$$i = 0{,}88 \left[\frac{\pi}{2} (1 + \cos \alpha) + \sin \alpha + \alpha - \pi \right]. \tag{3.73}$$

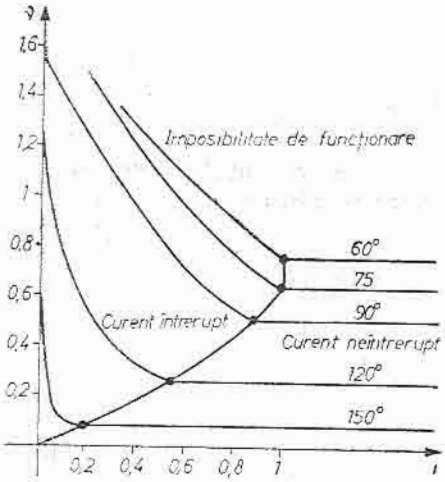


Fig. 3.55. Caracteristicile mecanice universale ale motoarelor alimentate de la mutatoare semicomandate.

În sfîrșit, în regim de curent neîntrerupt caracteristicile mecanice limită sînt date de dreptele de ordonanță

$$\nu_{lim} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \qquad (3.74)$$

Delimitarea zonelor de funcționare în regim de curent întrerupt și neîntrerupt pentru $\alpha_{min} < \alpha < \pi$ este dată de curbele parametrice (3.73) și (3.74). Eliminînd parametrul α între aceste două ecuații se obține:

$$i = 0{,}88[\pi\nu_1 + 2\sqrt{\nu_{lim} - \nu_{lim}^2} + \arccos(2\nu_{lim} - 1) - \pi]. \qquad (3.75)$$

Zona de imposibilitate de funcționare în gol este delimitată de (3.71) și (3.72) cu $\beta = \beta_{min}$ dat de (3.70) pentru $\alpha_{min} < \alpha < 46{,}445°$ el. și de (3.68) și (3.69) pentru $46{,}435°$ el $< \alpha < 90°$el., cu $\beta = \beta_{min}$ dat de (3.67).

În figura 3.55 sînt indicate caracteristicile mecanice universale pentru cîteva unghiuri de comandă.

Se constată și pe aceste curbe creșterea vitezei în regim de curent întrerupt și imposibilitatea funcționării ansamblului mutator-motor în regim de recuperare a energiei.

3.4. Sisteme de acționare cu motoare electrice de curent continuu alimentate prin impulsuri de tensiune continuă

Pentru majoritatea instalațiilor de acționare electrică sursa de energie disponibilă este constituită de rețeaua de curent alternativ, alimentarea motoarelor de curent continuu făcîndu-se de la redresoare comandate, prezentate în paragrafele anterioare.

Sînt însă situații, ca de exemplu în acționarea tramvaielor, troleibuzelor, electrocarelor, electrostivuitoarelor etc., în care sursa de alimentare o constituie fie o rețea de curent continuu, fie o baterie de acumulatoare.

Metoda cea mai economică de reglare a tensiunii de alimentare în aceste cazuri constă în utilizarea unui convertor electronic care transformă tensiunea continuă aplicată la intrare în impulsuri dreptunghiulare de tensiune.

Schema de alimentare prin impulsuri a motoarelor de curent continuu cu excitație independnetă, sau de alt tip, este indicată în figura 3.56. Contactorul static *CS* închide circuitul de alimentare al motorului cu o frecvență ridicată.

Raportul α dintre durata de conducție și de pauză determină valoarea medie a tensiunii de alimentare la valoarea U_{med}:

$$U_{med} = \frac{1}{T} U_0 \alpha T = \alpha U_0.$$

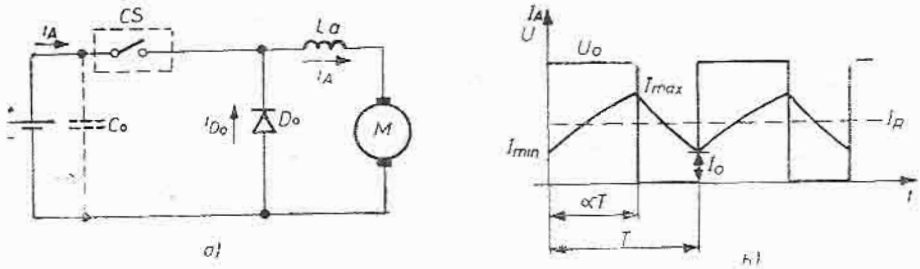


Fig. 3.56. Schema de alimentare (*a*) şi formele de undă ale tensiunii şi curentului prin indus (*b*) în cazul reglării vitezei prin impulsuri.

În cazul în care sursa de alimentare are o inductanţă internă (de exemplu la alimentarea motoarelor de tracţiune prin intermediul cablului aerian), înainte de contactorul static se racordează un condensator de filtrare (punctat în figura 3.56).

Principial, schema poate funcţiona la o frecvenţă de tact constantă, comanda făcîndu-se prin variaţia duratei relative de conectare α, sau cu frecvenţă variabilă, păstrîndu-se constantă durata relativă de conectare. În continuare se prezintă regimul de funcţionare cu frecvenţă de tact constantă, regimul de funcţionare al motorului şi schemele de comandă fiind asemănătoare alimentării motoarelor de curent continuu de la redresoare comandate.

Variaţia în timp în regim staţionar a mărimilor ce caracterizează ansamblul este indicată în figura 3.56, *b*.

Indusului motorului de acţionare i se aplică impulsuri de tensiune de amplitudine constantă U_0 şi lăţime variabilă αT, unde α este durata relativă de conectare, iar T perioada de lucru. Teoretic, α poate varia în limitele 0—1.

Datorită inductanţelor din circuitul rotoric curentul prin indus I_A are forma din figura 3.56, *b*.

În intervalul de timp $0-\alpha T$, în care contactorul static este închis, curentul din indus i_A este egal cu curentul sursei i_c. În intervalul de timp $(1-\alpha)\ T$, în care contactorul static este deschis, curentul i_A circulă prin dioda D_0.

În regim staţionar, valorile maxime şi minime ale curentului i_A rămîn constante.

Pentru determinarea valorilor curentului în funcţie de durata relativă de conectare se presupune că motorul se află în regim staţionar de curent neîntrerupt ($I_{min} \neq 0$) şi că viteza de rotaţie este practic constantă.

În aceste condiţii, ecuaţiile de funcţionare sînt:

$$U_0 = R_A i_A + L_A \frac{di_A}{dt} + k\,\Phi\,\Omega, \quad \text{pentru} \quad 0 < t < T$$

$$0 = R_A i_A + L \frac{di_A}{dt} + k\,\Phi\,\Omega, \quad \text{pentru} \quad \alpha T < t < T.$$

Valoarea medie a curentului prin indus, $I_{A\,med}$, egală cu curentul de sarcină I_R, este dată de

$$I_R = \frac{\alpha U_0 - k\,\Phi\,\Omega}{R_A}, \tag{3.76}$$

Eliminînd $k\,\Phi\,\Omega$ între relațiile de mai sus se obține:

$$U_0\,(1-\alpha) = R_A(i_A - I_R) + L\,\frac{\mathrm{d}(i_A - I_R)}{\mathrm{d}t}, \text{ pentru } 0 < t < \alpha T$$

$$-\,\alpha U_0 = R_A(i_A - I_R) + L\,\frac{\mathrm{d}(i_A - I_R)}{\mathrm{d}t}, \text{ pentru } \alpha T < t < T$$

Integrînd aceste două ecuații rezultă:

$$i_{A1} - I_R = K_1\,\mathrm{e}^{-\frac{t}{T_A}} + \frac{U_0}{R_A}\,(1-\alpha), \text{ pentru } 0 < t < \alpha T$$

$$i_{A2} - I_R = R_2\,\mathrm{e}^{-\frac{t}{T_A}} - \frac{U_0}{R_A}\,\alpha, \text{ pentru } \alpha T \leqslant t < T$$

Constantele de integrare K_1 și K_2 se determină din condițiile inițiale:

$$i_{A1}(0) = I_0 = I_{min}$$

$$i_{A2}\,(T) = I_0 = I_{min}$$

$$i_{A1}\,(\alpha\,T) = i_{A2}\,(\alpha\,T),$$

obținîndu-se în final:

$$i_{A1} = \frac{U_0}{R_A}\left(1 - \frac{1-\mathrm{e}^{\frac{\alpha T}{T_A}}}{1-\mathrm{e}^{\frac{T}{T_A}}}\right)\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t}{T_A}}\right) + I_0; \tag{3.77}$$

$$t \in (0,\ \alpha T)$$

$$i_{A2} = \frac{U_0}{R_A}\,\frac{1-\mathrm{e}^{\frac{\alpha t}{T_A}}}{1-\mathrm{e}^{\frac{T}{T_A}}}\left(\mathrm{e}^{\frac{T-t}{T_A}} - 1\right) + I_0;\quad t \in (\alpha T,\ T) \tag{3.78}$$

$$I_0 = I_{min} = \frac{U_0}{R_A}\left(\frac{1-\mathrm{e}^{\frac{\alpha T}{T_A}}}{1-\mathrm{e}^{\frac{T}{T_A}}} - \alpha\right) + I_R. \tag{3.79}$$

Ondulația curentului prin indus este dată de diferența:

$$\Delta i_A = i_{A1}\,(\alpha T) - I_0$$

și deci:

$$\Delta i_A = \frac{U_0}{R_A}\,\frac{\left(1-\mathrm{e}^{\frac{\alpha T}{T_A}}\right)\left(\mathrm{e}^{(1-\alpha)\frac{T}{T_A}} - 1\right)}{1-\mathrm{e}^{\frac{T}{T_A}}} \tag{3.80}$$

și are valoarea maximă pentru $\alpha = 0{,}5$:

$$\Delta i_{A\,max} = \frac{U_0}{R_A} \frac{e^{\frac{T}{2T_A}} - 1}{1 + e^{\frac{T}{2T_A}}}. \tag{3.81}$$

Pentru $\alpha = 0{,}5$, valorile extreme ale curenților sînt:

$$I_{max} = I_0 + \Delta i_{max} \quad \text{și} \quad I_{min} = I_0.$$

Dezvoltarea în serie Fourier a curentului i_A conduce la amplitudinea fundamentalei curentului

$$A_1 = \frac{2(2I_0 + \Delta i_{max})}{\pi} \frac{\ln\left(1 + \frac{\Delta i_{max}}{I_0}\right)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2\left(1 + \frac{\Delta i_{max}}{I_0}\right)}}.$$

Situația cea mai defavorabilă (A_1 este maxim), corespunde la limita regimului de curent întrerupt, adică pentru $I_0 = 0$ și deci,

$$A_{1\,max} = \frac{2\Delta i_{max}}{\pi}.$$

Limitînd valoarea eficace a armonicii fundamentale la valoarea $k_w I_N$ rezultă:

$$k_w I_N = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{e^{\frac{T}{2T_A}} - 1}{e^{\frac{T}{2T_A}} + 1} \frac{U_0}{R_A}$$

și dezvoltînd în serie de puteri $e^{\frac{T}{2T_A}}$, neglijînd termenii de grad superior $\left(\frac{T}{2T_A} \ll 1\right)$, se obține succesiv:

$$k_w I_N = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_0}{R_A} \frac{T}{4T_A + T} \cong \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{T}{4T_A} \frac{U_0}{R_A} = \frac{\sqrt{2}}{4\pi} \frac{U_0}{L_A} T$$

rezultînd valoarea inductanței bobinelor de filtrare

$$L_w = \frac{\sqrt{2}}{4\pi} \frac{U_0}{k_w I_N} T. \tag{3.82}$$

Valoarea cea mai mare corespunde pentru frecvența de choppare de 50 Hz:

$$L_{w50} = 2{,}25 \frac{U_0}{k_w I_N} \text{ [mH]}. \tag{3.83}$$

Coeficientul K_w depinde în exclusivitate de mașina electrică utilizată și are valorile uzuale $k_w = 0{,}17$.

3.4.1. Caracteristicile mecanice

Viteza motorului în regim de curent neîntrerupt este dată de relaţia clasică:

$$\Omega = \frac{\alpha U_0}{k\Phi} - \frac{R_A}{k\Phi} I_A$$

caracteristicile mecanice fiind drepte paralele.

Valorile extreme ale curentului din indus, depind de sarcina motorului. Există valori limită ale curentului de sarcină sub care instalaţia intră în regim de curent întrerupt. În aceste cazuri curentul prin indus se anulează în perioada de pauză înainte de o nouă închidere a contactorului static (vezi figura 3.57).

Notînd cu βT durata de conducţie a diodei de descărcare D_0, valoarea medie a tensiunii redresate este dată în acest regim de:

$$U_{medi} = \frac{1}{T} [U_0 \alpha T + E (1 - \alpha - \beta) T]$$

$$U_{medi} = U_0 \alpha + E (1 - \alpha - \beta)$$

astfel încît expresia caracteristicii mecanice devine în acest caz

$$\Omega_i = \frac{\alpha U_0}{k\Phi(\alpha + \beta)} - \frac{R_A}{k\Phi(\alpha + \beta)} I_{Ai}. \tag{3.84}$$

Se constată tendinţa de ambalare a vitezei de rotaţie, aceasta tinzînd către viteza de mers în gol Ω_0 indiferent de valoarea comenzii (pentru $\beta = 0$, corespunde $I_{Ai} = 0$).

Introducînd şi de rîndul acesta noţiunea de caracteristică mecanică limită ($R_A = 0$) expresia vitezei limită devine:

$$\Omega_l = \frac{\alpha}{\alpha + \beta} \Omega_0 \tag{3.85}$$

sau, în unităţi relative,

$$\nu_l = \frac{\alpha}{\alpha + \beta}. \tag{3.86}$$

Limita regimului de curent întrerupt se obţine pentru $\beta = 1 - \alpha$ şi deci:

$$\nu_{il} = \alpha. \tag{3.87}$$

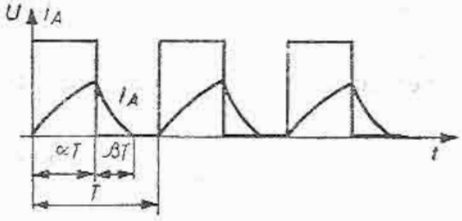


Fig. 3.57. Formele de undă ale tensiunii şi curentului în regim de curent întrerupt.

Curentul de sarcină limită sub care instalaţia intră în regim de curent întrerupt se obţine anulînd valoarea extremă minimă dată de relaţia (3.79):

$$I_{Rcr} = \frac{U_0}{R_A} \left(\alpha - \frac{1 - e^{\frac{\alpha T}{T_A}}}{1 - e^{\frac{T}{T_A}}} \right).$$

Dezvoltînd în serie de puteri această relaţie şi neglijînd termenii de ordin superior lui 2, deoarece $T/T_A \ll 0{,}1$, se obţine:

$$I_{Rcr} = \frac{U_0}{R_A}\,\alpha\,\frac{\dfrac{T}{T_A} - \alpha\dfrac{T}{T_A}}{2 + \dfrac{T}{T_A}} \cong$$

$$\cong \frac{U_0}{R_A}\,\frac{T}{2T_A}\,(\alpha - \alpha^2). \qquad (3.88)$$

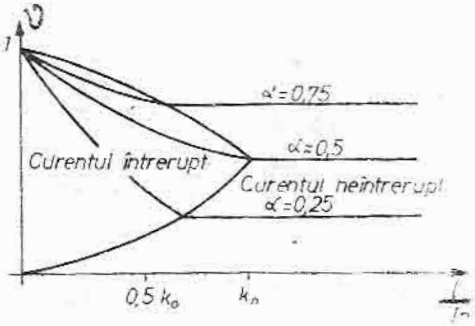


Fig. 3.58. Caracteristicile mecanice universale ale motoarelor de curent continuu cu excitaţie independentă alimentat prin impulsuri.

Relaţia (3.82) conduce la $\frac{T}{T_A} = \frac{4\pi k_w \cdot R_A I_N}{\sqrt{2}\,U_0}$, rezultînd

$$I_{Rcr} = \sqrt{2}\,\pi\,k_w\,I_N(\alpha - \alpha^2). \qquad (3.89)$$

Valoarea curentului din indus pentru care instalaţia intră în regim de curent întrerupt corespunde pentru $\alpha = 0{,}5$:

$$I_{Rcr\,max} = \frac{\sqrt{2}}{4}\,\pi\,k_w\,I_N. \qquad (3.90)$$

Eliminînd parametrul α între (3.89) şi (3.87), ţinînd seama de (3.90) şi raportînd la I_N se obţine parabola:

$$i = 4i_{Rcr\,max}(\nu_{il} - \nu_{il}^2) \qquad (3.91)$$

care delimitează zonele de funcţionare în regim de curent întrerupt şi neîntrerupt. În figura 3.58 sînt indicate caracteristicile mecanice ale motoarelor de curent continuu cu excitaţie independentă alimentate de la impulsuri de tensiune, în cele două regimuri de funcţionare. Pentru ca instalaţia să nu intre în regim de curent întrerupt curentul de sarcină I_R trebuie să fie mai mare decît $I_{Rcr\,max}$.

3.4.2. Funcţionarea în două şi patru cadrane

Asemănător alimentării motoarelor de curent continuu de la mutatoare comandate, alimentarea prin variatoare de tensiune permite, în situaţii în care sursa de alimentare este o baterie de acumulatoare, frînare prin recuperare de energie, realizîndu-se scheme de două şi patru cadrane.

În figura 3.59, *b* este prezentată o schemă de funcţionare în două cadrane pentru un motor de curent continuu cu excitaţie serie. Tiristorul T_1 denumit tiristor principal, realizează pulsurile de tensiune, iar tiristoarele T_M şi T_G au perioade de conducţie numai într-unul din cele două regimuri de funcţionare. Cînd maşina este utilizată ca motor, tiristorul T_M conduce iar T_G este blocat. Curentul din indus furnizat de sursa U_0 se închide pe durata activă ($0 < t < \alpha T$) prin tiristorul T_1, bobina de limitare L şi înfăşurarea de excitaţie serie Ex, dioda D_M, indus şi tiristorul T_M.

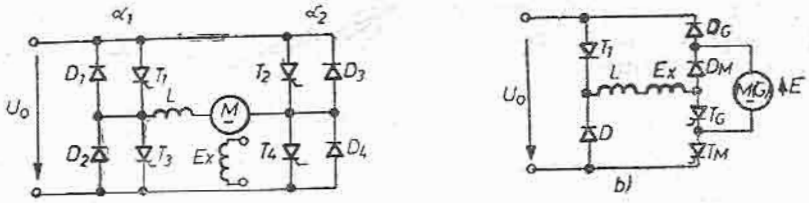


Fig. 3.59. Funcționarea în două (*a*) și patru (*b*) cadrane, a motoarelor de curent alimentate prin impulsuri.

În perioada de pauză curentul se închide pe circuitul rotor, tiristorul T_M, dioda D, bobina L și excitația Ex, dioda D_M, rotor.

În regimul de frînare prin recuperare de energie mașina funcționează ca generator, cu același sens al tensiunii electromotoare induse E, ca și în regimul anterior; curentul în perioada activă de acumulare de energie are calea rotor, dioda D_G, tiristorul T_1, bobina L și excitația Ex, tiristorul T_G(T_m este blocat), rotor. În perioada de pauză are loc încărcarea sursei U_0 curentul din indus închizîndu-se prin dioda D_G, sursă, dioda D, bobina L, excitația Ex și tiristorul T_G. Curentul prin excitație se menține deci tot timpul în același sens, în schimb curentul prin indus schimbă sensul la trecerea din regim motor în regim de frînare prin recuperare.

În cazul în care sursa nu permite trecerea curentului în sens invers (sursa este un redresor) aceasta trebuie deconectată și înlocuită cu o rezistență, frînarea realizîndu-se fără recuperare de energie (frînare dinamică).

În figura 3.59, *a* este redată schema principală a unei instalații tip chopper pentru schema unui motor cu excitație separată cu funcționare în cele patru cadrane ale caracteristicilor mecanice.

Pentru unul din sensurile de rotație, dreapta de exemplu, în regim motor, în perioada activă funcționează tiristoarele T_1 și T_4, în perioada de pauză curentul comutîndu-se pe diodele D_2 și D_3. Tensiunea medie pentru acest sens de rotație este:

$$U_m = \frac{1}{T}\int_0^{\alpha_1 T} U_0\,dt - \frac{1}{T}\int_{\alpha_1 T}^{T} U_0\,dt = U_0\,(2\alpha_1 - 1)$$

rezultînd deci că funcționarea în regim motor ($U_m > 0$) se obține pentru $\alpha_1 > \frac{1}{2}$. Pentru celălalt sens de rotație, în regim motor sînt utilizate tiristoarele T_2 și T_3, respectiv diodele D_1 și D_4 în cele două perioade (activă și de pauză).

Reversarea se produce astfel: tiristoarele T_1 și T_4 fiind comandate la $\alpha_1 > \frac{1}{2}$, la comanda de reversare se blochează tiristoarele T_1 și T_4 comandîndu-se tiristoarele T_2 și T_3 la $\alpha_2 < \frac{1}{2}$. Asigurarea frînării prin recuperare pe toată durata de frînare se realizează prin creșterea continuă a duratei de conectare α_2 la valori apropiate de 1/2.

Caracteristicile mecanice sînt indicate în figura 3.60. Pentru a asigura continuitatea curentului de reversare este necesar ca duratele relative de

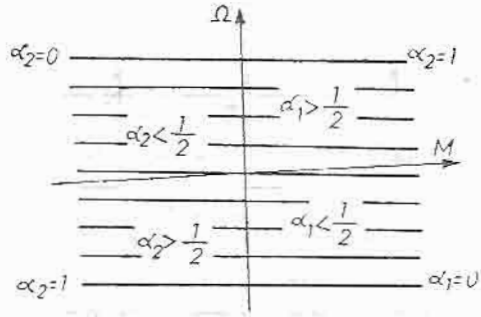


Fig. 3.60. Caracteristicile mecanice ale motoarelor de curent continuu cu excitație independentă, alimentate prin impulsuri, schema de patru cadrane.

conectare ale celor două perechi de contactoare statice, în momentul trecerii din regim motor în regim de frînare prin recuperare, să asigure opoziția tensiunilor de alimentare pe indus, ceea ce conduce la condiția

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1$$

similară condiției $\alpha_1 + \alpha_2 = 180°$ cunoscută de la alimentarea prin redresoare comandate.

3.4.3. Tipuri de contactoare statice utilizate în schemele de reglare prin impulsuri

În realizarea contactoarelor statice comandate se utilizează tiristoare, cu circuitele de comandă aferente, circuite care sînt de o complexitate mărită față de redresoarele comandate, datorită rețelelor suplimentare necesare pentru a se asigura, pe lîngă comanda de amorsare și comenzile de blocare a tiristoarelor din circuitul indusului.

Există mai multe soluții tehnice pentru construcția rețelei de stingere a tiristorului principal, funcțional toate soluțiile trebuind să asigure:

— o cale nouă pentru închiderea curentului de sarcină, care să nu mai conțină tiristorul principal, cînd se dorește blocarea acestuia;

— tensiunea inversă pe joncțiunea anod-catod pe o durată de timp mai mare sau egală cu timpul de blocare, în condițiile de funcționare cele mai grele;

— asigurarea condițiilor inițiale corespunzătoare pe elementele reactive ale rețelei de stingere, pentru funcționarea corectă pe următorul interval de lucru.

În figura 3.61, *a* este prezentat un tip de convertor care asigură blocarea tiristorului principal printr-un circuit oscilant comandat de un tirostor secundar. Convertorul constă din tiristorul principal T_p, dioda de descărcare D_0 și grupul de stingere format din tiristorul T_S, condensatorul C, bobina L_1 și dioda D_1. Funcționarea convertorului este explicitată în figura 3.61, *b*, *c*, *d*.

Aplicînd inițial un impuls de amorsare pe tiristorul T_S, condensatorul C se încarcă cu polaritatea indicată în figura 3.61, *b* prin circuitul sursă, condensator C, tiristor T_S, inductanța L_S și indus, blocarea tiristorului T_S realizîndu-se de la sine, după încărcarea condensatorului. Perioada activă începe prin aplicarea impulsului de comandă tiristorului T_1, caz în care se deschid două circuite: al indusului alimentat de la sursa U_0 și circuitul

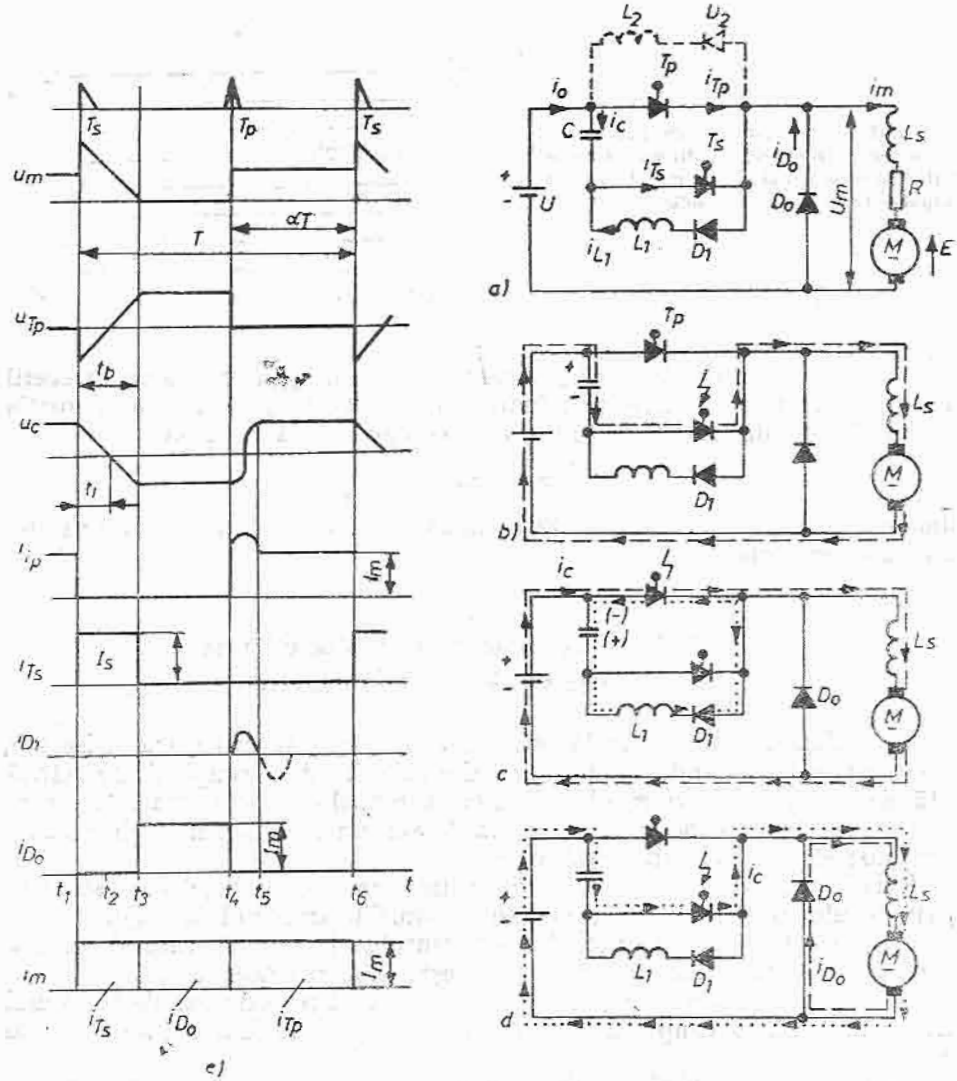


Fig. 3.61. Schema, fazele de lucru şi formele de undă pentru un contactor static cu timpul de blocare dependent de curentul de sarcină.

oscilant (T_p, D_1, L_p, C) care deschide drum primei alternanţe a curentului i_c inversînd polaritatea tensiunii pe condensator (fig. 3.61, *c*). Stingerea tiristorului principal, deci încetarea perioadei active, are loc prin aplicarea unui nou impuls de amorsare a tiristorului T_S, caz în care se deschid din nou două circuite : un circuit format din sursa U_0, condensatorul C, tiristorul T_S, indus, sursă şi un al doilea circuit format din indus, dioda D_0 prin care circulă curentul principal în perioada de pauză (fig. 3.61, *d*). Prin primul circuit tensiunea de pe condensator se aplică cu polaritate inversă pe tiristorul principal T_p determinînd blocarea acestuia, condensatorul reîncărcîndu-se cu polaritatea iniţială. După reîncărcarea condensatorului, tiristorul auxiliar T_S se blochează ($i_c = 0$). În acest fel, schema revine în starea iniţială.

Se observă din formele de undă indicate în figura 3.61, *e* că pentru comutarea curentului de pe tiristorul principal T_p pe tiristorul de stingere T_S este necesar un interval de timp $t_b = t_3 - t_1$, pentru repolarizarea condensatorului sub curentul de sarcină preluat de T_S, interval care depinde de valoarea curentului de sarcină al motorului. Prin calcule relativ simple se determină valoarea acestui timp de blocare:

$$t_b = \frac{CU_{c0}}{I_R}.$$

Dependența timpului de blocare de curentul de sarcină constituie dezavantajul acestui tip de convertor. Atașînd o buclă suplimentară L_2, D_2, indicată punctat în figura 3.61, *a*, acest timp se poate micșora, compensînd parțial dependența lui de sarcină. Valoarea capacității condensatorului se determină prin relația:

$$C = \frac{t_{rev} I_{max}}{U_c},$$

unde t_{rev} este timpul de redobîndire a capacității de blocare a tiristorului indicat în catalog.

Durata de conectare α este limitată superior de timpul de blocare t_b la valoarea $T - t_b$ și inferior de timpul de repolarizare $t_5 - t_4$ (fig. 3.61, *e*).

În figura 3.62 este prezentată schema unui convertor pentru care timpul de blocare este independent de sarcina motorului.

Schema cuprinde tiristorul principal T_1 care asigură alimentarea intermitentă a indusului motorului M, tiristorul de stingere T_2 și două circuite oscilante care utilizează condensatorul comun C și bobinele L_1, respectiv L_0 și L_2.

Schema mai conține diodele D_1 și D_2, utilizate pentru stingerea tiristorului principal, precum și dioda D necesară preluării curentului rotoric în perioadele de blocare ale lui T_1.

Prin închiderea întreruptorului *a* este pus sub tensiunea U_0 a sursei circuitul oscilant C, L_1, sensul curentului i_c de încărcare a condensatorului fiind indicat în figura 3.62, *a*. Notînd cu u_c tensiunea la bornele condensatorului C, funcționarea este caracterizată de ecuațiile:

$$U_0 = u_c + L_1 \frac{di_c}{dt},$$

$$i_c = C \frac{du_c}{dt}$$

din care se obține ecuația diferențială:

$$U_0 = u_c + L_1 C \frac{d^2 u_c}{dt^2}$$

cu condițiile inițiale $u_c(0) = 0$ și $i_c(0) = 0$.

Prin integrare se obține:

$$u_c = U_0 - U_0 \cos \omega t$$

$$i_c = CU_0 \sin \omega t$$

cu:

$$\omega^2 = \frac{1}{L_1 C}.$$

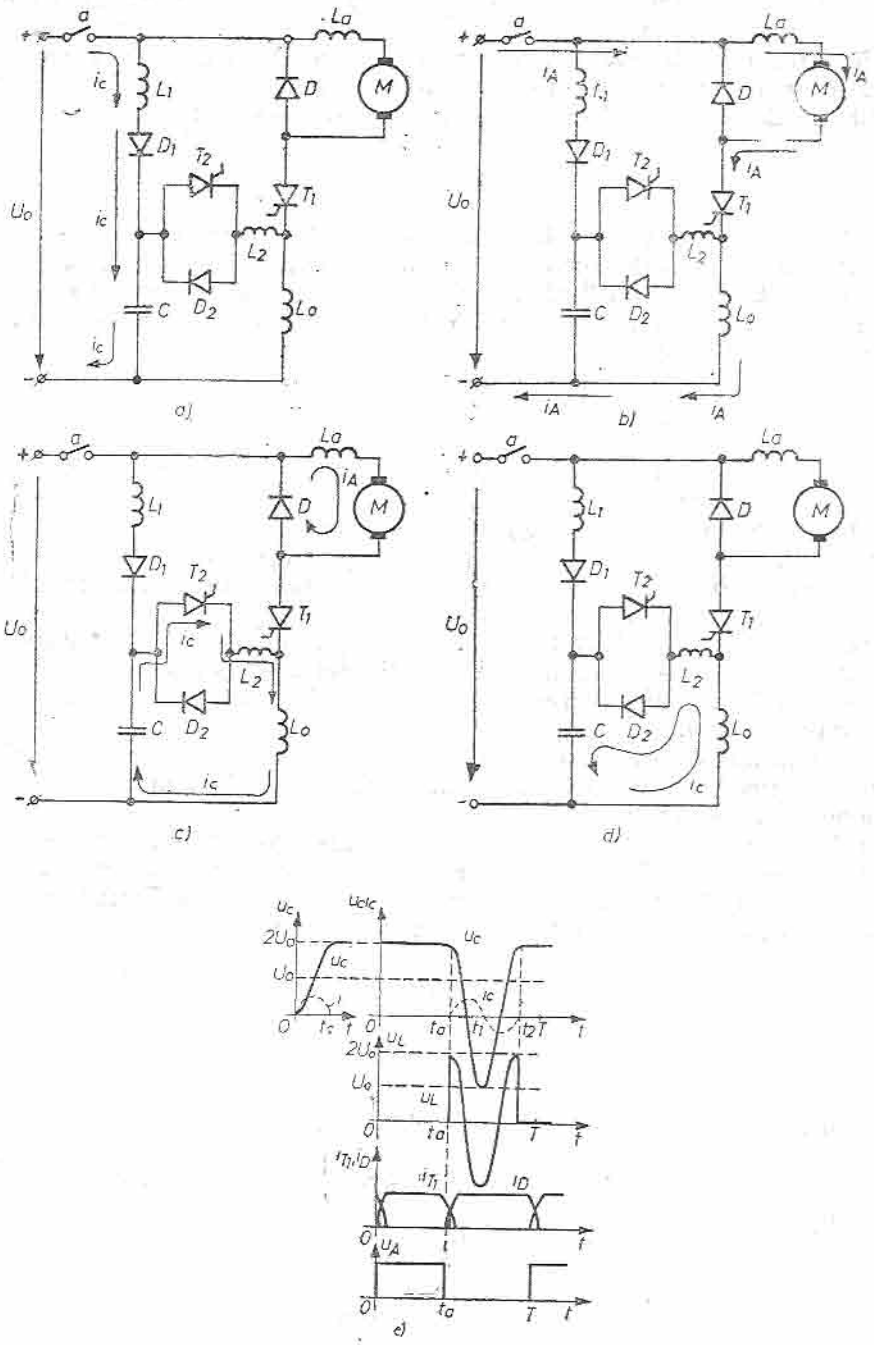


Fig. 3.62. Contactor static cu timp de blocare independent de curentul de sarcină.

Curentul i_c crește de la zero la valoarea maximă $\omega C U_0$ și apoi descrește din nou la zero pentru $\omega t_c = \pi$, rămînînd la această valoare, dioda D_1 opunîndu-se inversării sensului curentului. Condesatorul rămîne încărcat, tensiunea la bornele sale avînd valoarea $2U_0$ corespunzătoare momentului $\omega t_c = \pi$ (formele de undă sînt indicate în figura 3.62, *e*).

Ulterior încărcării condensatorului C la tensiunea $2U_0$ se poate comanda amorsarea tiristorului principal T_1, sursa debitînd în această situație curentul i_A prin înfășurarea indusului motorului de acționare. Condensatorul C rămîne încărcat, tiristorul auxiliar T_2 fiind blocat ca și dioda D_2 (fig. 3.62, *b*).

Blocarea tiristorului principal T_1 are loc prin comanda de amorsare a tiristorului T_2, care închide circuitul oscilant CL_0L_2. Curentul de descărcare i_c al condensatorului C are prima alternanță cu sensul din figura 3.62, *c*. Ecuațiile acestui circuit oscilant sînt acum:

$$u_c = (L_0 + L_2)\frac{di_c}{dt},$$

$$i_c = -C\frac{du_c}{dt}$$

care conduc la soluțiile:

$$u_c = 2U_0 \cos \omega'(t - t_a),$$

$$i_c = 2C\omega' U_0 \sin \omega'(t - t_a),$$

cu $\omega'^2 = \frac{1}{C(L_0 + L_2)}$.

Curbele sînt indicate în figura 3.62, *e*.

Tensiunea la bornele bobinei L_0 este

$$u_L = L_0\frac{di_c}{dt} = 2U_0\frac{L_0}{L_0 + L_2}\cos \omega'(t - t_a)$$

și are în momentul $t = \alpha T$ valori foarte apropiate de $2U_0$ și sensul din figura 3.62, *d*.

În aceste condiții catodul tiristorului T_1 ajunge la potențialul pozitiv al condensatorului C, adică la valoarea $2U_0$ mai mare decît potențialul U_0 de pe anod. În consecință, T_1 se blochează, curentul din indus închizîndu-se prin dioda D. Între timp, condensatorul C continuă să se descarce, tensiunea la bornele sale anulîndu-se la un moment dat, caz în care toată energia înmagazinată în cîmpul electric al condensatorului este transferată în cîmpul magnetic al bobinelor L_0 și L_2.

În continuare, curentul prin condensator își menține același sens prin faptul că acum bobinele prelungesc conducția, încărcînd condensatorul cu polaritate inversă, la valoarea $-2U_0$, moment în care tiristorul T_2 se blochează ($i_c = 0$).

Condensatorul se poate descărca acum prin dioda D_2. Procesul continuă în același sens, pînă cînd toată energia din bobină se transferă în condensatorul C, cînd tensiunea acestuia ajunge din nou la valoarea $2U_0$. Mai departe, oscilația nu mai este posibilă datorită diodei D_2 și faptului că tiristorul T_2 este blocat. Printr-o comandă ulterioară de amorsare a tiristorului principal T_1, fenomenele se repetă.

Pentru ca schema să funcționeze conform celor arătate, trebuie ca $L_0 + L_2 \ll L_1$, astfel încît procesul oscilant să aibă o durată mai mică decît

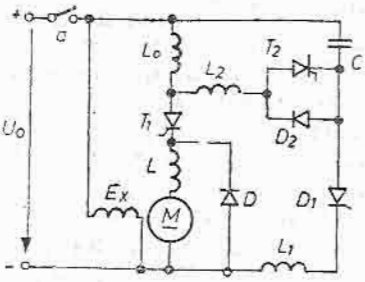


Fig. 3.63. Contactor static cu negativarea anodului.

perioada de choppare T. În afară de această, timpul cît durează descărcarea şi reîncărcarea condensatorului trebuie să fie mult mai mic decît constanta de timp a bobinelor L_0, L_2, L_1 care rămîn conectate la sursa U_0 pe perioada de conducţie a tiristorului T_2.

În figura 3.63 este prezentată o variantă a acestui tip de contactor static, în care stingerea tiristorului principal are loc prin negativarea anodului. În figura 3.64, *a* este prezentat un contactor static cu stingere în punte. Tiristoarele T_{11}, T_{12}, T_{13} şi T_{14} sînt tiristoare de stingere, care se comandă succesiv, două cîte două (T_{11} cu T_{14} şi T_{12} cu T_{13}). În acest fel, cînd condensatorul de stingere C_S s-a încărcat cu o anumită polaritate prin tiristoarele T_{11} şi T_{14}, la aplicarea următorului impuls pe tiristoarele T_{12} şi T_{13}, tensiunea de pe condensator se aplică cu polaritate inversă pe tiristorul principal, determinînd blocarea sa, după care condensatorul se reîncarcă cu polaritatea indicată între paranteze. Dioda D are acelaşi rol ca în schemele precedente.

Circuitul de stingere în punte are avantajul că încărcarea condensatorului nu se mai face prin tiristorul principal ca la schema din figura 3.61, acest tiristor fiind ales numai la valoarea curentului de sarcină.

La contactorul static din figura 3.64, *b* tiristoarele îndeplinesc pe rînd rolul de tiristoare principale şi de tiristoare de stingere. Condensatorul C_S se încarcă iniţial, de exemplu prin tiristoarele T_1 şi T_4 care, după încărcarea condensatorului se sting. Urmează apoi un impuls de comandă pe tiristoarele T_1 şi T_2 indusul motorului M fiind conectat la sursa de curent continuu. Pentru întreruperea circuitului de sarcină sînt comandate tiristoarele T_2 şi T_3; tiristorul T_1, fiind polarizat în sens invers prin condensatorul C_S, se stinge. Urmează descărcarea condensatorului C_S prin circuitul de sarcină şi încărcarea lui cu polaritate inversă celei iniţiale. Curentul de sarcină se comută de pe tiristoarele T_1 şi T_2 pe dioda D. Următoarea conectare a circuitului de sarcină se face prin tiristoarele T_3 şi T_4 care, la

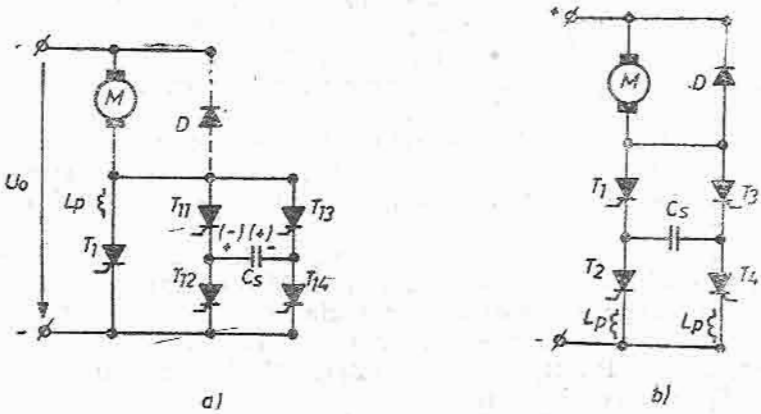


Fig. 3.64. Variante de comandă prin impulsuri ale motoarelor de curent continuu cu excitaţie independentă.

rîndul lor, sînt blocate prin intermediul tiristoarelor T_1, T_4 şi ciclul se repetă.

Deoarece curentul circuitului de sarcină trece alternativ fie prin tiristoarele T_1, T_2, fie prin tiristoarele T_3, T_4, neglijînd curentul care apare în momentul stingerii prin condensatorul C_S, tiristoarele se vor dimensiona la un curent egal cu jumătatea curentului maxim de sarcină. Schema este avantajoasă în cazul instalaţiilor de mare putere (tracţiune electrică).

3.5. Sisteme de acţionare cu motoare asincrone cu viteză variabilă

Avantajele oferite de motoarele de curent alternativ (funcţionare fără elemente de contact sau de comutaţie, cost mai redus, robusteţe, întreţinere uşoară) au determinat firmele producătoare de instalaţii ca această categorie de maşini electrice să facă obiectul cercetărilor lor, mai ales în ce priveşte posibilităţile de reglare a vitezei.

Elaborarea unor acţionări cu motoare de curent alternativ cu gamă mare de reglare a vitezei s-a lovit de dificultatea de a regla simultan frecvenţa şi tensiunea de alimentare, necesară pentru a asigura un cuplu constant, indiferent de viteză.

La convertizoarele rotative, care s-au utilizat pînă acum (alimentarea de la generator sincron acţionat la viteză variabilă), tensiunea de alimentare este proporţională cu frecvenţa. La frecvenţă aproape de zero tensiunea este şi ea redusă şi deci cuplul motorului antrenat practic nul. Odată cu dezvoltarea tiristoarelor, cercetările şi experimentările s-au orientat către convertoarele de frecvenţă cu redresoare comandate, care permit reglarea simultană a frecvenţei şi tensiunii. S-au realizat instalaţii experimentale cu convertoare de frecvenţă şi tensiune reglabilă cu tiristoare sau redresoare cu vapori de mercur.

3.5.1. Reglarea vitezei motoarelor asincrone prin variaţia tensiunii de alimentare

Dacă tensiunile efective pe fază în stator sînt variate simetric prin intermediul unui convertor de tensiune trifazată, compus din trei convertoare monofazate, ca cel din figura 3.65, caracteristicile mecanice ale motorului în funcţie de tensiunea pe fază statorică U_1/U_{1N} ca parametru sînt trasate în figura 3.66, *a*. S-a presupus că acestea corespund unei alunecări critice unitare $s_k = 1$, ce se poate obţine prin rezistenţe suplimentare introduse în circuitul rotoric. În figură s-au trasat şi liniile de curent statoric constant I_1/I_{1N} ce pot fi determinate cu ajutorul diagramei din figura 3.65, *b*.

Domeniul de funcţionare al maşinii asincrone comandate în tensiune rezultă din caracteristicile viteză unghiulară — cuplu electromagnetic, corespunzătoare valorilor minimă şi maximă ale tensiunilor statorice, fiind limitate de curentul maxim admisibil al variatorului de tensiune alternativă. Din figura 3.66, *a* se vede că pentru $U_1/U_{1N} \in (0, 1)$ şi un curent statoric I_1/I_{1N} de valoare maximă admisibilă egală cu 2,5 rezultă domeniul de funcţionare haşurat. Mai rezultă, de asemenea, că pentru această valoare limită

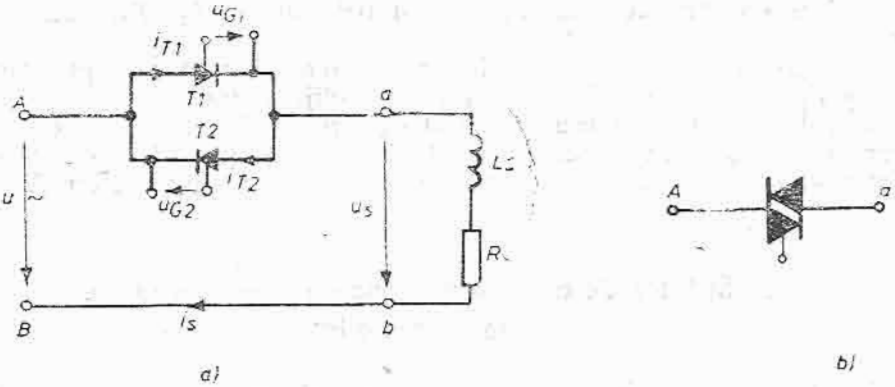


Fig. 3.65. Schema de principiu a unui variator static monofazat:
a — cu tiristoare conectate paralel în opoziţie (antiparalel); *b* — realizat cu un triac (tiristor bidirecţional); L_s, R_s — inductanţa, respectiv rezistenţa activă a sarcinii.

a curentului, motorul dezvoltă un cuplu relativ de pornire $M_p/M_N = 1{,}7$, care se obţine pentru $\Omega/\Omega_0 = 0$, adică pentru alunecarea $s = 1$.

Inconvenientul principal al acestei metode de reglare a vitezei la cuplu de sarcină constant rezidă în pierderile relativ mari şi deci în randamentul relativ scăzut. Într-adevăr, pierderile Joule din circuitul rotoric p_{Cu2} reprezintă diferenţa dintre puterea electromagnetică $P_{em} = M\Omega_0$ — transmisă rotorului prin întrefier — şi puterea mecanică $P_m = M\Omega$, fiind deci:

$$p_{Cu2} = P_{em} - P_m = M(\Omega_0 - \Omega) = sP_{em} = sM\Omega_0.$$

Randamentul motorului va fi:

$$\eta = \frac{P_m}{P_{em}} = \frac{M\Omega}{M\Omega_0} = \frac{\Omega_0(1-s)}{\Omega_0} = 1 - s.$$

Cu cît creşte alunecarea şi deci scade viteza de rotaţie, randamentul motorului se înrăutăţeşte, deci şi randamentul global al acţionării. Întreaga energie de alunecare se degajă sub formă de căldură în rotor şi într-un eventual rezistor trifazat conectat la inelele rotorului (dacă rotorul este bobinat).

Deşi modificarea tensiunilor statorice se poate realiza şi cu ajutorul unor înfăşurări de lucru ale unor amplificatoare magnetice trifazate, acestea nu se mai întîlnesc decît foarte rar în practică. În prezent se folosesc convertoare statice de tensiune alternativă cu tiristoare sau triacuri, sub forma unui ansamblu de contactoare statice bidirecţionale comandate periodic, obţinîndu-se importante avantaje, printre care: greutate şi gabarit reduse, randament ridicat, putere mică de comandă, funcţionare practic neinerţială şi silenţioasă.

Convertoarele statice monofazate şi trifazate de tensiune sînt mutatoare ce funcţionează la frecvenţa constantă a reţelei de alimentare. Acestea servesc la obţinerea tensiunii, respectiv a tensiunilor de ieşire de valoare efectivă ce poate fi variată. Forma de undă a tensiunilor de la ieşirea lor se abate tot mai mult de sinusoidă, odată cu micşorarea tensiunilor efective de ieşire.

Convertoarele statice trifazate compunîndu-se din trei convertoare statice monofazate, se studiază examinîndu-se mai întîi comportarea unui

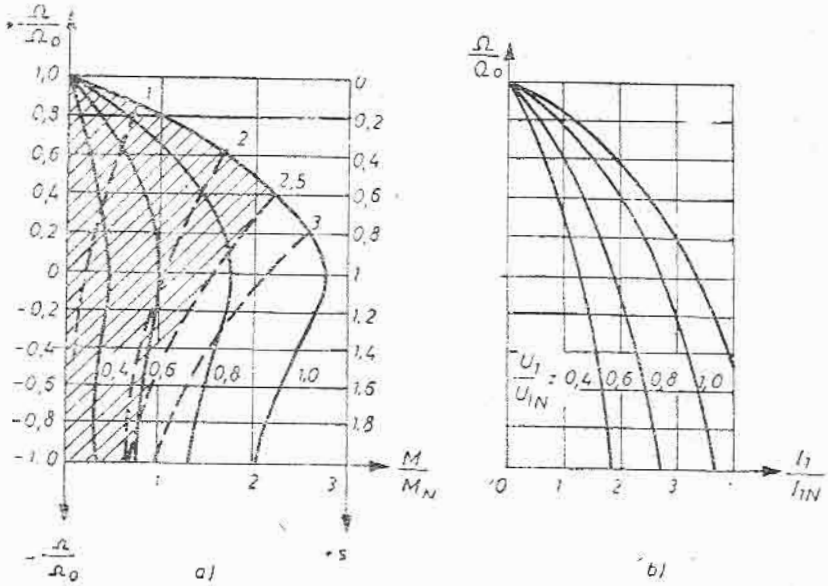


Fig. 3.66. Caracteristici relative ale unui motor asincron trifazat cu alunecarea critică unitară:

a — caracteristica mecanică statică Ω/Ω_0 în funcţie de M/M_N; *b* — dependenţa dintre Ω/Ω_0 şi curentul relativ pe fază statorică I_1/I_{1N}. Parametru: tensiunea relativă statorică U_1/U_{1N}.

convertor monofazat. Acesta se compune din două tiristoare conectate paralel în opoziţie (fig. 3.65) ce pot fi înlocuite şi de un tiristor bidirecţional (triac). Convertorul se comportă ca un contactor static monofazat. La electrozii de comandă ai tiristoarelor se aplică impulsuri de comandă, decalate între ele cu π rad el., ce pot fi deplasate cu unghiul de comandă α (fig. 3.67). În consideraţiile următoare se neglijează căderea de tensiune pe tiristoarele în conducţie.

În situaţia unei sarcini pur rezistive, curentul i_s urmăreşte fidel tensiunea u_s de pe sarcină (fig. 3.67, *a*), fiind în intervalele de conducţie:

$$i_s = \frac{U\sqrt{2}}{R_s} \sin \omega t. \tag{3.92}$$

Pe sarcina pur rezistivă tensiunea efectivă va fi la variatorul cu două tiristoare paralel în opoziţie:

$$U_s = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 2U^2 \sin^2 \omega t \mathrm{d}(\omega t)} = U \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}. \tag{3.93}$$

Dacă sarcina ar fi pur inductivă (fig. 3.68, *a*), lucrurile se schimbă, deoarece fiecare tiristor mai conduce şi după trecerea prin zero a tensiunii u_s de la bornele sarcinii. În această situaţie ($R_s = 0$, $L_s \neq 0$), curentul prin sarcină ar fi, în intervalele de conducţie

$$i_s = \frac{U\sqrt{2}}{\omega L_s} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right) \right]. \tag{3.94}$$

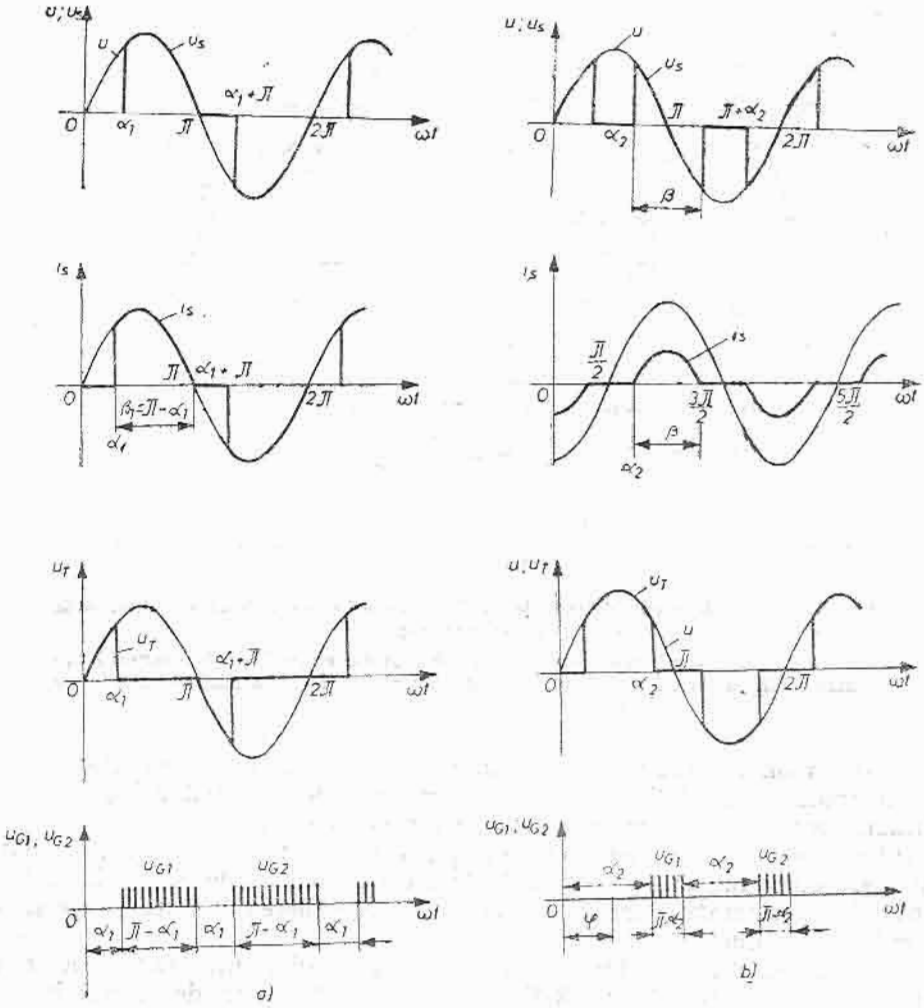


Fig. 3.67. Formele de undă la variatorul static de tensiune complet comandabil, pentru diferite unghiuri de comandă α_1, α_2:

a — sarcină pur rezistivă; *b* — sarcină pur inductivă; u — tensiunea de alimentare; u_s u_T — tensiunile pe sarcină, respectiv pe tiristoare; i_s — curentul prin sarcină pentru unghiurile de comandă α_1, α_2; u_{G1}, u_{G2} — tensiunile de comandă prin impulsuri pe porţile G_1, G_2 ale tiristoarelor; β — unghiul de trecere a curentului.

Numai după ce curentul printr-un tiristor s-a anulat, se poate influenţa tensiunea pe celălalt tiristor, legat paralel în opoziţie cu primul. De aceea, tensiunea instantanee u_s pe sarcina pur inductivă decurge ca în figura 3.68, *b*, unde s-a trasat şi variaţia curentului instantaneu prin sarcină. La diferite unghiuri de comandă α_1, α_2, α_3 curentul instantaneu şi tensiunea pe sarcină variază ca în figura 3.68, *c*. Unghiurile de comandă $\alpha < \pi/2$ rad el., în situaţia sarcinii pur inductive, nu au nici o influenţă asupra tensiunii efective pe sarcină, deoarece în acest domeniu mai conduce tiristorul para-

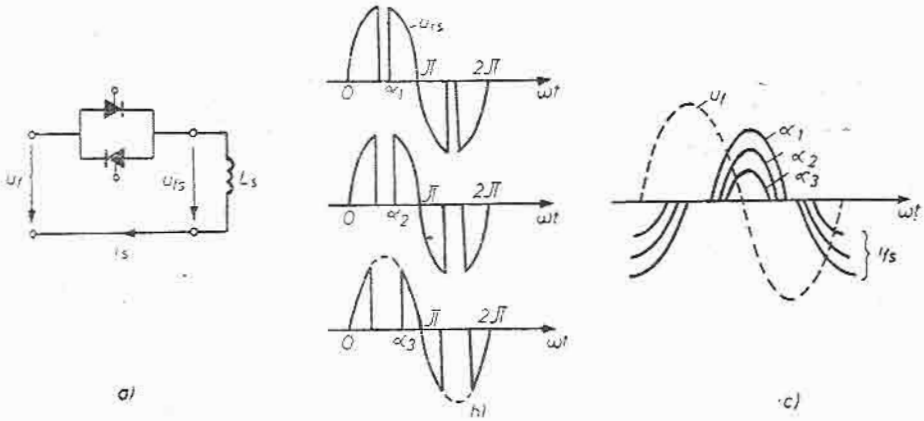


Fig. 3.68. Comanda monofazată a tensiunii cu un variator static de tensiune alternativă şi sarcină pur inductivă:

a — schema; *b* — forma de undă a tensiunii pe sarcină u_s, la diferite unghiuri de comandă ($\alpha_1 = 105°$; $\alpha_2 = 120$; $\alpha_3 = 140°$);
c — forma de undă a curentului prin sarcină i_s.

lel în opoziţie. Valoarea efectivă a tensiunii ideale pe sarcina pur inductivă va fi:

$$U_s = U\sqrt{\frac{\beta}{\pi} - \frac{\sin 2(\alpha + \beta) - \sin 2\alpha}{2\pi}}. \qquad (3.95)$$

Dacă sarcina este inductivă ($R_s \neq 0$, $L_s \neq 0$, fig. 3.65, *a*), convertorul de tensiune monofazată nu poate fi comandat decît cu unghiuri de comandă $\alpha > \varphi$, φ fiind defazajul ce ar apare în regim sinusoidal între curent şi tensiune $\left(\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L_s}{R_s}\right)$, întrucît comutarea trebuie să aibă loc la anularea curentului. Aceasta înseamnă că pentru unghiuri $\alpha < \varphi$ prin tiristoarele convertorului monofazat de tensiune, curentul va începe să treacă de abia în momentul $\omega t = \varphi$, continuînd să conducă un unghi $\beta = \pi$ rad el. Se presupune că lăţimea blocului de impulsuri de comandă este mai mare decît unghiul de defazaj φ. În cazul unui unghi de comandă $\alpha > \varphi$ apare o întîrziere la trecerea în conducţie a tiristoarelor faţă de punctul aprinderii naturale. Curentul va fi întrerupt şi poate fi micşorat prin mărirea lui α (fig. 3.69). Comandînd tiristoarele prin blocuri de impulsuri de lăţime $\pi - \alpha$, cu $\alpha \geqslant \varphi$, se obţine o aprindere sigură a tiristoarelor.

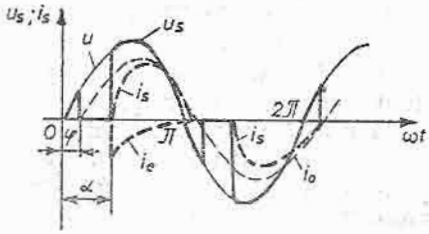


Fig. 3.69. Tensiunea u_s şi curentul $i_s = i_0 + i_e$ prin sarcina inductivă ($R_s \neq 0$ $L_s \neq 0$) a unui variator static de tensiune monofazată.

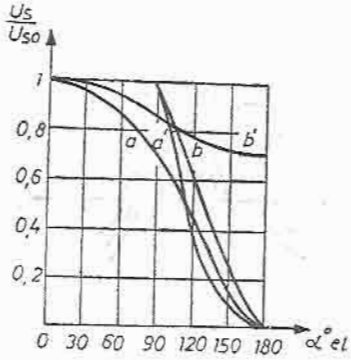


Fig. 3.70. Caracteristicile de comandă ale variatorului static monofazat cu două tiristoare paralel în opoziţie:

U_s, I_s — tensiunea şi curentul de sarcină efectiv, pentru unghiul de comandă $\alpha \neq 0$; U_{s0}, I_{s0} — idem, pentru $\alpha = 0$. Curbele: a — $U_s/U_{s0} = f(\alpha)$, sarcină pur rezistivă; b — U_s/U_{s0}, sarcină pur inductivă; a' — I_s/I_{s0}, sarcină pur rezistivă; b' — I_s/I_{s0}, sarcină pur inductivă.

În cazul unei sarcini inductive, curentul i_s se compune dintr-o sinusoidă i_0 şi o exponenţială i_e, ultima cu constanta de timp $T_e = L_s/R_s$, avînd $i_s = i_0 + i_e$, respectiv:

$$i_s = \frac{U\sqrt{2}}{\sqrt{R_s^2 + \omega^2 L_s^2}}\left[\sin(\omega t - \varphi) - \exp\left(\frac{\omega t - \alpha}{T_e}\right) \cdot \sin(\alpha - \varphi)\right] \qquad (3.96)$$

U şi ω fiind tensiunea efectivă a reţelei, respectiv pulsaţia tensiunii reţelei. Se observă uşor că

$$i_0 = \frac{U\sqrt{2}}{Z}\sin(\omega t - \varphi), \qquad i_e = \frac{U\sqrt{2}}{Z}\sin(\alpha - \varphi) \cdot \exp\left(-\frac{\omega t - \alpha}{T_e}\right), \qquad (3.97)$$

cu $Z = \sqrt{R_s^2 + (\omega L_s)^2}$. În figura 3.69 sînt indicate formele de undă în situaţia sarcinii inductive oarecare ($R_s \neq 0$, $L_s \neq 0$).

La sarcina formată de o fază a motorului asincron, unghiul φ variază între aproape 90° (la funcţionarea în sincronism) şi aproape 0 (la funcţionarea în sarcină nominală), deci în limite relativ largi. Există, de aceea, posibilitatea ca în momentul trecerii în conducţie a unui ventil, tensiunea pe aceasta să fie nulă, încît să nu urmeze o absorbţie de curent.

Caracteristicile de comandă ale convertorului static monofazat de tensiune pot fi calculate cu ajutorul relaţiilor (3.93) şi (3.94). Acestea reprezintă dependenţa mărimilor U_s/U_{s0} şi I_s/I_{s0} în funcţie de unghiul de comandă α, rezultînd curbele din figura 3.70.

Cu trei convertoare monofazate de tensiune se pot realiza convertoare statice trifazate pentru motoarele asincrone trifazate. Dacă acesta are conductor de nul (fig. 3.71, *a*), cele trei convertoare monofazate funcţionează independent unul de altul. Caracteristicile acestuia vor fi situate între cele corespunzătoare sarcinilor pur activă şi pur inductivă, în funcţie de unghiul φ corespunzător sarcinii motorului.

Deşi se pot realiza şi convertoare trifazate semicomandate (cu cîte un tiristor din componenţa fiecărui ansamblu paralel în opoziţie înlocuit cu o diodă semiconductoare), acestea nu sînt indicate dacă există nul. Explicaţia rezidă în domeniul mai mic de variaţie a tensiunii efective pe fază, cît şi în curenţii tranzitorii relativ importanţi în conductorul neutru. Se preferă de aceea să se folosească convertorul trifazat pentru acţionarea motorului asincron fără nul accesibil.

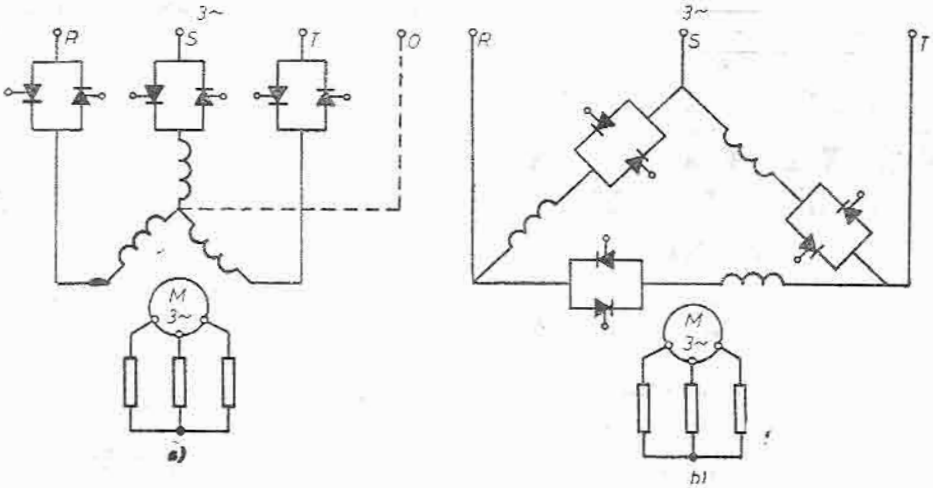


Fig. 3.71. Variatoare statice trifazate fără schimbarea succesiunii fazelor, cu pulsuri, utilizate la comanda în tensiune a motorului asineron trifazat:

a — înfăşurare statorică în stea cu nulul accesibil; *b* — înfăşurare statorică în triunghi.

Schemele din figura 3.71 permit comanda simetrică în tensiune efectivă subnominală a motoarelor asincrone trifazate. Pentru limitarea curenţilor se preferă ca acestea să fie cu rotorul bobinat. În componenţa curenţilor şi tensiunilor statorice apar armonici greu de determinat cantitativ, mai ales în sarcină. Armonicile superioare produc în motor pierderi Joule şi de magnetizare majorate, ca şi cupluri pendulatorii. Forma de undă a tensiunilor pe fiecare fază depinde de starea tiristoarelor din fiecare grupă antiductoare. În schemele prezentate este caracteristică prezenţa armonicilor de ordinele 3, 5 şi 7, ceea ce constituie un dezavantaj prin scăderea randamentului global al sistemului de acţionare. Analiza raportului dintre valoarea efectivă a curentului faţă de valoarea efectivă a fundamentalei acestuia arată că în cel mai favorabil caz, la un unghi de comandă α apropiat de 150° el., valoarea efectivă a curentului este cu circa 25% mai mare faţă de armonica fundamentală.

Trebuie menţionat că în schema din figura 3.71, *a*, în stea fără conductor neutru, armonica a treia a curentului dispare. Curentul din stator parcurge întotdeauna două ventile. Schemele din figura 3.71 permit funcţionarea într-un singur cadran a motorului, dacă cuplul static rezistent este de tip reactiv. Dacă acesta este de tip potenţial, maşina asincronă poate funcţiona şi în cadranul al patrulea.

Pierderile prin magnetizare-demagnetizare şi prin curenţi turbionari nu prezintă practic interes, fiindcă scăderea tensiunii duce la micşorarea pierderilor datorită fundamentalei şi deci pierderile suplimentare datorită armonicilor superioare ale tensiunii se compensează aproximativ, prin scăderea amplitudinii fluxului magnetic. În schimb, cuplurile pendulatorii pot deranja rotirea uniformă a sistemului de acţionare, mai cu seamă la turaţii joase.

Comportarea acţionării poate fi analizată în mod aproximativ, în regim electromecanic staţionar, cu ajutorul relaţiei lui Kloss simplificată. Cu ten-

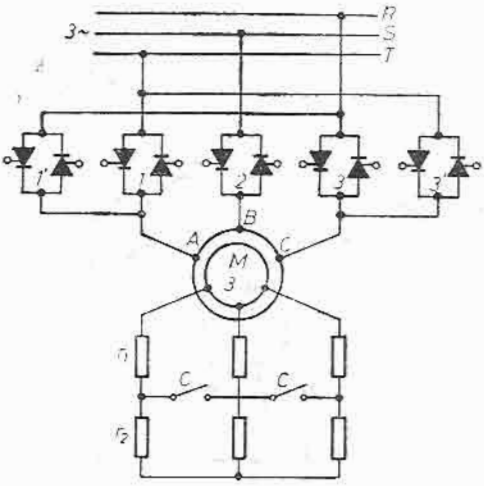


Fig. 3.72. Motor asincron trifazat cu rotorul bobinat comandat cu variator static trifazat bidirecțional.

siunea efectivă aplicată pe fază U_s și cu tensiunea efectivă nominală pe fază U_{sN} avem:

$$\frac{M}{M_{km}}\left(\frac{U_{sN}}{U_s}\right)^2 = \frac{2}{\frac{s}{s_k}+\frac{s_k}{s}}, \tag{3.98}$$

M_{km} fiind cuplul critic în regimul de motor la tensiunea nominală și s_k, alunecarea critică. De mai sus se poate calcula caracteristica mecanică $M(s)$, care poate fi pusă și sub forma analitică:

$$\frac{s}{s_k} = a^2\frac{M_{km}}{M} \pm \sqrt{a^4\left(\frac{M_{km}}{M}\right)^2 - 1} \tag{3.99}$$

cu $a = U_s/U_{sN} \leqslant 1$. Pentru $s_k = 1$ se obțin caracteristici mecanice de felul celor prezentate în figura 3.66, pentru diferite unghiuri de comandă α.

În afara celor menționate anterior se observă că în lipsa rezistoarelor rotorice suplimentare se obține un domeniu mic de variație al turației. Alegîndu-se în așa fel aceste rezistoare încît alunecarea critică s_k să fie 1 sau chiar 2, se poate obține un domeniu convenabil de reglare a turației în cadranele 1 și 4.

Pentru a obține funcționarea bidirecțională a mașinii asincrone trifazete în regim de motor, deci în ambele sensuri de rotație (cadranele 1 și 3 din planul ΩOM al caracteristicilor mecanice), trebuie să existe posibilitatea schimbării succesiunii fazelor statorice. Pentru aceasta mai sînt necesare două convertoare monofazate suplimentare, ca în figura 3.72. După sensul de rotație dorit se trec în conducție ansamblurile semiductoare 1, 3, respectiv 1', 3', simultan cu ansamblul 2. Convertorul monofazat opus se trece în conducție după ce nu mai trece curent prin grupa aflată în funcțiune. Evident că se poate face ca mașina asincronă să funcționeze și într-un regim de frînare propriu-zisă cu menținerea sensului de rotație.

A.3.12. Un motor asincron cu rotorul bobinat este comandat în tensiune în stator, cu un convertor static trifazat. La pornire trebuie să se realizeze cuplul electromagnetic $M_p = 1{,}6\,M_N$. Să se calculeze rezistența suplimentară totală R_{2s} în rotor, pe fază și să se dimensioneze tiristoarele convertorului static trifazat de tensiune.

Datele nominale ale motorului sînt: $P_N = 7{,}5$ kW; $n_N = 1445$ rot/min; $U_{1N} = 220$ V; $R_1 = 0{,}6$ ohmi; $R_2' = 0{,}21$ ohmi; $X_k = 1{,}8$ ohmi; $X_\mu = 38{,}2$ ohmi; raportul de transformare $K = 2{,}1$; capacitatea de suprasarcină mecanică $\lambda = M_{km}/M_N = 2{,}095$.

Rezolvare

Alunecarea critică pe caracteristica mecanică naturală a motorului va fi:

$$s_k = \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2+X_k^2}} = \frac{0{,}21}{\sqrt{0{,}6^2+1{,}8^2}} = 0{,}11.$$

Dacă alunecarea critică pe caracteristica mecanică reostatică este s_{kr}, avem:

$$\frac{s_{kr}}{s_k} = \frac{R_2 + R_{2s}}{R_2} = \frac{R_2' + R_{2s}'}{R_2'}$$

de unde:

$$R_{2s}' = \frac{R_2'(s_{kr} - s_k)}{s_k} = K^2 R_{2s},$$

obținîndu-se deci:

$$R_{2s} = \frac{R_2'(s_{kr} - s_k)}{K^2 s_k}.$$

Dorind să asigurăm puncte stabile de funcționare în ambele sensuri de rotație vom admite $s_{kr} = 1$, cu care se găsește imediat

$$R_{2s} = \frac{0{,}21(1 - 0{,}11)}{2{,}1^2 \cdot 1} = 0{,}82 \text{ ohmi}.$$

Viteza unghiulară de sincronism a motorului asincron este

$$\Omega_0 = \frac{\pi}{30} 1445 = 151{,}2 \text{ rad/s}.$$

Cuplul de pornire trebuie să fie

$$M_p = 1{,}6\ M_N = 1{,}6 \frac{P_N}{\Omega_N} = 1{,}6 \cdot \frac{7500}{151{,}2} = 79{,}4 \text{ Nm}.$$

Pentru acest cuplu rezultă curentul rotoric efectiv necesar, raportat la stator:

$$I_{2p}' = \sqrt{\frac{M\Omega_0}{3(R_2' + R_{2s}')}} = \sqrt{\frac{M_0\Omega_0}{3(R_2' + k^2 R_{2s})}} = \sqrt{\frac{79{,}4 \cdot 157}{3(0{,}21 + 2{,}1^2 \cdot 0{,}82)}} = 32{,}95 \text{ A}.$$

Curentul efectiv statoric pe fază la pornire va fi:

$$I_{1p} = I_{2p}' = 33 \text{ A}.$$

Curentul limită mediu admisibil, cu un factor de siguranță $k_{si} = 1{,}8$ va fi, printr-un tiristor

$$I_{T0} = \frac{k_{si}}{2} \int_{\alpha}^{\pi} 2I_1 \sin\omega t\, d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} k_{si} I_{1p} = \frac{2}{3{,}14} \cdot 1{,}8 \cdot 33 = 37{,}83 \text{ A}.$$

Pentru un convertor static de tensiune alternativă fără punct median și cu factorul de siguranță în tensiune $k_{su} = 2$ (deși deseori e suficient și $k_{su} = 1{,}2$), se obține tensiunea maximă de polarizare inversă

$$U_{RRM} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} k_{su} U_{1N} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot 2 \cdot 220 = 1{,}73 \cdot 1{,}41 \cdot 2 \cdot 220 = 1\,073 \text{ V}.$$

Se vor alege tiristoare cu un curent mediu limită de 50 A și o tensiune periodică de vîrf de 1200 V.

3.5.2. Reglarea vitezei prin modificarea numărului de perechi de poli

Cu notațiile consacrate și introduse anterior, viteza unghiulară a motorului asincron este

$$\Omega = \Omega_0(1 - s) = \frac{\omega_1}{p}(1 - s) = \frac{2\pi f_1}{p}(1 - s). \qquad (3.100)$$

Reiese deci că modificarea numărului de perechi de poli p ai mașinii — — care se poate face numai discret, în corpul numerelor întregi — duce la modificarea discretă a vitezei de sincronism și implicit a vitezei de rotație a motorului asincron. Schimbarea numărului de perechi de poli se face prin modificări de conexiuni ale înfășurării statorice, care trebuie să fie de execuție specială, de exemplu Dahlander. Modificarea numărului de perechi de poli ai înfășurării statorice atrage după sine și necesitatea schimbării concomitente a numărului de perechi de poli ai înfășurării rotorice, deoarece ambele înfășurări trebuie să posede același număr de poli. Dar schimbarea simultană a numărului de perechi de poli în stator și rotor impune montarea a cîte trei inele colectoare suplimentare pentru fiecare alt număr de perechi de poli în rotor. Din acest motiv, mașinile asincrone cu număr de perechi de poli variabil discret se construiesc, de regulă, cu rotorul în scurtcircuit, acesta adaptîndu-se automat la orice număr de perechi de poli ai înfășurării statorice.

Cel mai răspîndit motor asincron care are viteze de sincronism diferite, la aceeași frecvență de alimentare, este așa-numitul *motor asincron cu două viteze*, fabricat și la noi în țară. Acest motor este dotat cu o înfășurare statorică executată din cîte două jumătăți pe fiecare fază (pentru faza A cele două jumătăți sînt $A_1 - X_1$ și $A_2 - X_2$). Jumătățile de înfășurare de pe fiecare fază pot fi conectate în serie (fig. 3.73, *a*) sau paralel în opoziție (fig 3.74 *a*). La conectarea paralel în opoziție se obține un număr de poli înjumătățit față de conectarea în serie, după cum se poate observa comparînd figurile 3.73, *a* și 3.74, *a*.

De la numărul de perechi de poli la conexiunea în stea $p_s = p$ (fig. 3.73, *b*) sau triunghi (fig. 3.73, *c*), cînd cele două jumătăți de înfășurare

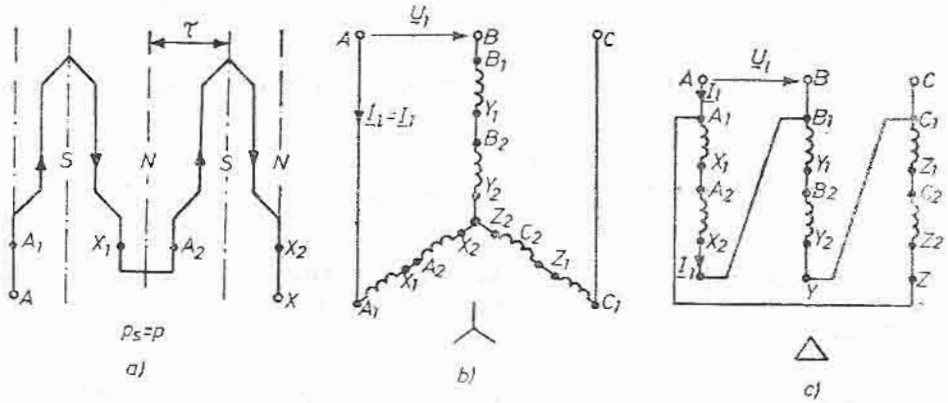


Fig. 3.73. Conectarea în serie a celor două jumătăți de înfășurare pe fiecare fază (înfășurare Dahlander, numărul mare de poli, $p_s = p$):

a — schema înfășurării; *b* — conexiunea în stea; *c* — conexiunea în triunghi.

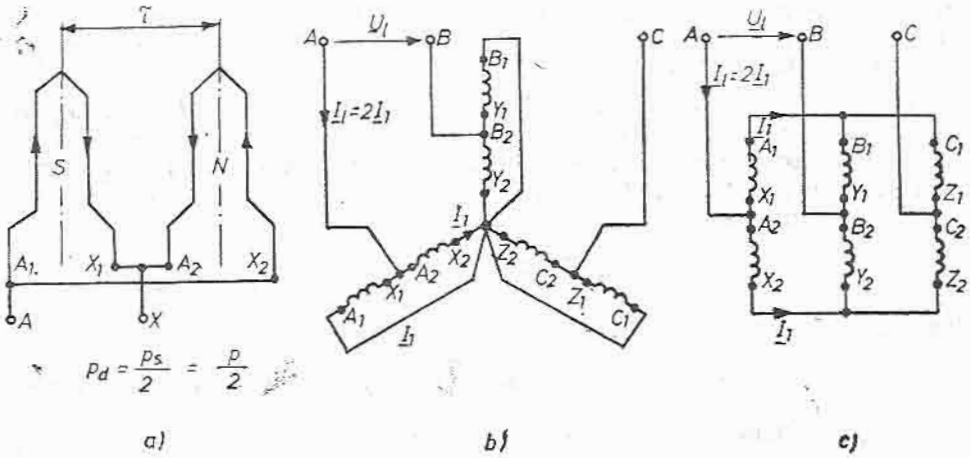


Fig. 3.74. Conectarea paralel în opoziție a celor două jumătăți de înfășurare pe fiecare fază $\left(\text{înfășurare Dahlander, numărul mic de poli } p_d = \frac{1}{2}p\right)$:

a — schema înfășurării; *b*, *c* — conexiunea în dublă stea.

sînt conectate în serie, se trece la conexiunea dublă stea (fig. 3.74, *b* și *c*) prin legarea paralel în opoziție a celor două jumătăți de înfășurare. În acest fel numărul de perechi de poli scade la $p_s/2 = p/2$, viteza de sincronism dublîndu-se.

Trecerea de la conexiunea stea la conexiunea în dublă stea se realizează la cuplu electromagnetic constant. Pentru demonstrarea acestei afirmații fie I_1 curentul printr-o jumătate de înfășurare a unei faze statorice. Observăm că la conexiunea în stea curentul de linie este $I_l = I_1$, iar pentru conexiunea în dublă stea $I_l = 2I_1$. Cu factori de putere invariabili în cele două montaje, puterea activă $P = \sqrt{3}U_1I_1 \cos\varphi$ se dublează la conexiunea în dublă stea față de conexiunea în stea. Deoarece numărul de perechi de poli scade la jumătate, viteza de sincronism și practic și viteza unghiulară se dublează la conexiunea în dublă stea față de conexiunea în stea, astfel încît, cuplul dezvoltat rămîne constant. Trecerea de la viteza unghiulară Ω_s la viteza $\Omega_{s1} = 1/2\Omega_s$ are loc printr-un regim de frînare recuperativă (fig. 3.75). Punctul de funcționare staționară $P(\Omega_s, M_s)$ trece inițial la viteză constantă în punctul P', după care, sub influența cuplului de frînare viteza scade. Cînd viteza coboară sub valoarea Ω_0 (viteza de sincronism corespunzătoare conexiunii în stea), mașina trece din nou în regim de motor și punctul de funcționare ajunge în final în P_1, dacă cuplul

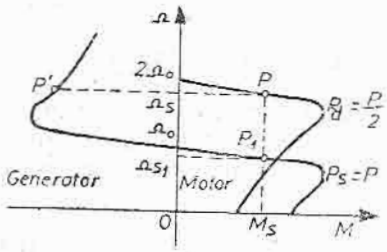


Fig. 3.75. Caracteristicile mecanice ale motorului asincron cu două viteze, la trecerea de la conexiunea în stea dublă la conexiunea în stea.

static rezistent nu se modifică în cursul acestui proces descris anterior. Trecerea de la conexiunea stea la conexiunea dublă stea se recomandă prin urmare la cuplu constant.

Trecerea de la conexiunea în triunghi la conexiunea în dublă stea, are loc la putere practic constantă. Într-adevăr, presupunînd, de asemenea, egalitatea factorilor de putere pentru ambele conexiuni, puterea activă preluată de motor de la rețea rămîne, aproximativ aceeași, deoarece, pentru conexiunea în triunghi (fig. 3.73, *c*) puterea activă este:

$$P_1 = \sqrt{3}U_1 I_l \cos\varphi = \sqrt{3}U_1\sqrt{3}I_1 \cos\varphi = 3U_1 I_1 \cos\varphi, \qquad (3.101)$$

iar pentru conexiunea în dublă stea:

$$P_2 = \sqrt{3}U_1 I_l \cos\varphi = \sqrt{3}U_1 2I_1 \cos\varphi = 2\sqrt{3}U_1 I_1 \cos\varphi. \qquad (3.102)$$

Cum $2\sqrt{3} = 3{,}46$ este apropiat valoric de 3, se poate aprecia $P_1 = P_2$.

Pentru executarea comutărilor în schema de conexiuni a înfășurării trifazate statorice se utilizează comutatoare speciale sau contactoare.

Motoarele asincrone trifazate cu mai mult de două viteze de sincronism se execută cu o înfășurare comutabilă și una obișnuită, dispuse în aceleași crestături în cazul a trei viteze distincte de sincronism sau cu două înfășurări diferite și comutabile (4 viteze). Din cauza dificultăților de execuție practică a înfășurărilor nu se obțin mai mult de patru viteze. La trecerea de la conexiunea în triunghi la dublă stea rapoartele numerelor de perechi de poli sînt: 4/2; 8/4; 12/6, raportul vitezelor de sincronism fiind 1/2.

Reglarea vitezei prin modificarea numărului de perechi de poli este economică, dar nu poate fi realizată decît în trepte, discret. Caracteristicile mecanice sînt rigide pe porțiunile rectilinii ale lor. Dezavantajul acestei metode îl constituie necesitatea uneia sau a mai multor înfășurări speciale în stator, precum și un aparataj special de comutație.

Motoarele asincrone cu mai multe viteze se folosesc pentru acționarea mașinilor-unelte așchietoare și de prelucrare a lemnului, a pompelor, ventilatoarelor, elevatoarelor etc.

3.5.3. Reglarea vitezei prin modificarea rezistenței circuitului rotoric

Introducerea simetrică de rezistoare în serie cu înfășurările de fază rotorice modifică crescător alunecările critice ale caracteristicilor mecanice reostatice realizate. La cuplul rezistent alunecarea crește simultan cu mărirea rezistenței înseriate pe fazele rotorului, care trebuie să fie, evident, cu inele.

Dezavantajul principal al acestei metode simple de reglare a vitezei îl constituie, la cuplu constant, pierderile de energie ridicate și deci randamentul global redus al acționării. Pierderile Joule în circuitul rotoric P_{Cu2} coincid cu întreaga putere de alunecare și reprezintă diferența dintre puterea electromagnetică $P_{em} = M\Omega_0$, transmisă rotorului prin întrefier și puterea mecanică $P_m = M\Omega$:

$$P_{Cu2} = P_{em} - P_m = M(\Omega_0 - \Omega) = sP_{em} = sM\Omega_0. \qquad (3.103)$$

Cu cît alunecarea este mai mare şi deci viteza unghiulară mai redusă, cu atît cresc pierderile P_{Cu2}, ele devenind mai mari decît $1/2P_{em}$, dacă alunecarea s devine superioară valorii 0,5 (fig. 3.76). Pentru asemenea valori ale alunecării, deoarece din relaţia (3.103) se obţine puterea mecanică $P_m = (1 - s)P_{em}$, rezultă că $P_m < 1/2P_{em}$, puterea mecanică fiind deci inferioară puterii de pierderi în circuitul rotoric. Din acest motiv reglarea vitezei prin variaţia rezistenţei circuitului rotoric nu poate fi admisă la cuplu constant decît pentru motoare de puteri nominale reduse sau pentru motoare funcţionînd în servicii intermitente ori de scurtă durată.

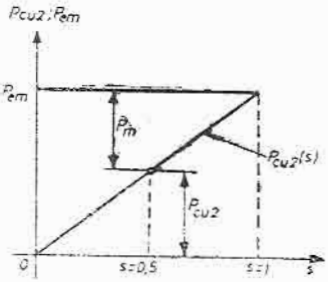


Fig. 3.76. Dependenţa puterii P_{Cu2} de alunecarea s (P_{em} — puterea electromagnetică; P_m — puterea mecanică).

În situaţia în care cuplul de sarcină este de tip ventilator, adică proporţional cu pătratul vitezei unghiulare, pierderile de energie se reduc în raport cu cele survenite în cazul reglării vitezei la cuplu constant, tot în ipoteza modificării rezistenţei circuitului rotoric.

La sarcini reduse variaţia de viteză realizată este, de asemenea, mică, iar la mersul în gol, imposibilă. Domeniul de variaţie a vitezei realizate depinde de limitele în care variază sarcina.

Sensul reglării este monozonal, descrescător faţă de viteza de bază, iar fineţea reglării depinde de numărul de trepte ale reostatului de reglare şi este, în general, redusă. Reostatul de reglare trebuie să fie dimensionat corespunzător menţinerii sale permanente în circuit şi, prin urmare, reostatul de pornire, proiectat de obicei pentru un serviciu de scurtă durată, nu poate fi întrebuinţat şi ca reostat de variaţie a turaţiei de cît în cazul dimensionării sale adecvate acestui scop.

Rigiditatea scăzută a caracteristicilor mecanice reostatice constituie un alt inconvenient al metodei de reglare a vitezei prin modificarea rezistenţei circuitului rotoric. La variaţii relativ mici ale cuplului static rezistent de la arborele motorului au loc variaţii relativ mari ale vitezei.

Din cele de mai sus reiese că reglarea vitezei de rotaţie a motorului asincron prin modificarea în trepte a rezistenţei fazelor circuitului rotoric este imperfectă deoarece: *a*) consumă energie într-un rezistor trifazat extern, scăzînd randamentul motorului; *b*) este costisitoare prin faptul că reostatul de pornire nu poate fi, de obicei, utilizat ca reostat de variaţie al vitezei de rotaţie; *c*) domeniul de variaţie al vitezei realizat, depinde în limite largi de puterea mecanică dezvoltată de motor, la sarcini reduse neputîndu-se realiza decît variaţii mici ale vitezei.

Metoda este echivalentă cu metoda de variaţie a vitezei la motoarele de curent continuu prin introducerea de rezistenţe în circuitul lor rotoric.

3.5.4. Reglarea vitezei prin modificarea impedanţelor statorice

Înserierea simetrică pe fiecare fază statorică a unor impedanţe, caz întîlnit în exclusivitate la motoarele asincrone în scurtcircuit, permite să se obţină diferite caracteristici mecanice artificiale ce pot fi folosite şi la modificarea vitezei unghiulare a acestora, la cuplu rezistent constant. În practică,

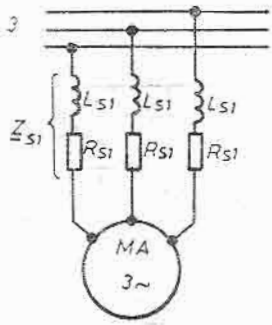


Fig. 3.77. Înserierea simetrică de impedanțe inductive în liniile de alimentare statorice ale motorului asincron în scurtcircuit.

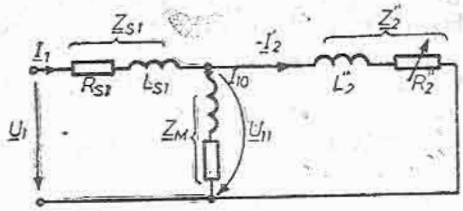


Fig. 3.78. Schema echivalentă pe fază a motorului asincron la care s-a înseriat simetric pe fazele statorului impedanța suplimentară inductivă z_{s1}.

aceste impedanțe sînt inductive (fig. 3.77, $L_{s1} \neq 0$, $R_{s1} \neq 0$) sau rezistive, utilizarea condensatoarelor ducînd la capacități prea mari chiar la puteri relativ reduse. În ultima situație ($L_{s1} = 0$, $R_{s1} \neq 0$) caracteristicile mecanice ale motorului pot fi denumite tot reostatice, ca și cele obținute prin înserierea de rezistoare pe fazele rotorice, la motoarele cu rotorul cu inele. Bobinele de reactanță folosite au, în general, o inductanță proprie ce depinde de curenții statorici, dacă sînt confecționate cu miez feromagnetic. Pot fi folosite și bobinele de lucru ale unor amplificatoare magnetice, caz din ce în ce mai rar, cînd se poate obține o variație continuă a vitezei unghiulare modificînd curentul din înfășurările de polarizare.

Să presupunem că pe fiecare fază statorică a fost înseriată impedanța inductivă

$$\underline{Z}_{s1} = R_{s1} + jX_{s1}.$$

Introducerea și scoaterea acestei impedanțe de parametri constanți în liniile de alimentare statorice va conduce la o variație discretă a turației motorului asincron în chestiune. În particular, la înserierea numai de rezistențe active, $\underline{Z}_{s1} = R_{s1}$, iar la înserierea unei bobine de reactanță $X_{s1} = \omega_1 L_{s1} \gg R_1$, există egalitatea aproximativă $\underline{Z}_{s1} = jX_{s1}$, mai ales la frecvențe nu prea scăzute.

Schema echivalentă pe fază a motorului este cea din figura 3.78; cu notațiile consacrate avem

$$\underline{Z}'' = c\underline{Z}_1 + c^2\underline{Z}_2'; \qquad \underline{Z}_M = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_0$$

în care

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_{\sigma 1}; \qquad \underline{Z}_2' = \frac{R_2'}{s} + jX_{\sigma 2}';$$

$$\underline{Z}_0 = j\,\frac{R_{Fe}X_\mu}{R_{Fe} + jX_\mu}$$

iar

$$c \cong \underline{c} = 1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_0} \cong 1,$$

impedanţa totală echivalentă pe fază are forma:

$$\underline{Z} = \underline{Z}_{s1} + \frac{\underline{Z}_M \underline{Z}_2''}{\underline{Z}_M + \underline{Z}_2''} = \frac{\underline{Z}_M \underline{Z}_2'' + \underline{Z}_M \underline{Z}_{s1} + \underline{Z}_{s1} \underline{Z}_2''}{\underline{Z}_M + \underline{Z}_2''}.$$

Curentul pe fază, în complex simplificat, este:

$$I_1 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}} = \frac{(\underline{Z}_M + \underline{Z}_2'')\underline{U}_1}{\underline{Z}_M \underline{Z}_{s1} + \underline{Z}_{s1} \underline{Z}_2'' + \underline{Z}_M \underline{Z}_2''}.$$

Avînd în vedere căderea de tensiune produsă de impedanţa suplimentară înseriată $\underline{Z}_{s1}$, tensiunea pe fiecare fază statorică va fi:

$$\underline{U}_{11} = \underline{U}_1 - \underline{Z}_{s1} \underline{I}_1 = 1 - \frac{\underline{Z}_{s1}(\underline{Z}_M + \underline{Z}_2'')}{\underline{Z}_M \underline{Z}_2'' + \underline{Z}_{s1} \underline{Z}_2'' + \underline{Z}_M \underline{Z}_2''} \underline{U}_1 =$$

$$= \frac{\underline{Z}_M \underline{Z}_2''}{\underline{Z}_M \underline{Z}_1 + \underline{Z}_{s1} \underline{Z}_2'' + \underline{Z}_M \underline{Z}_2''} \cdot \underline{U}_1 = K\underline{U}_1.$$

Factorul adimensional complex $\underline{K}$ are un modul subunitar, $K = |\underline{K}| < 1$, după cum se poate uşor observa. Aşadar, căderea de tensiune pe impedanţa $\underline{Z}_{s1}$ provoacă de fapt o scădere a tensiunii de alimentare pe fiecare înfăşurare statorică de fază. Caracteristica mecanică artificială pe care lucrează motorul se va calcula determinînd mai întîi curentul rotoric raportat la stator

$$-\underline{I}_2' = \frac{\underline{U}_{11}}{\underline{Z}_2''} = \frac{\underline{K}\underline{U}_1}{\underline{Z}_2''}$$

calculînd apoi modulul său $I_2' = |\underline{I}_2'|$ şi scriind apoi cuplul electromagnetic în funcţie de alunecare

$$M = \frac{3R_2' I_2'^2}{s\Omega_0} = \frac{3K^2 R_2' U_1^2}{s\Omega_0 U_2''^2} = M(s).$$

Alunecarea critică scade puţin prin introducerea de rezistenţe statorice suplimentare; caracteristicile mecanice obţinute au cuplul critic micşorat în raport cu cel al caracteristicii mecanice naturale (fig. 3.79). Caracteristica mecanică artificială realizată pentru $R_{s1} = \text{const.}$, $L_{s1} = \text{const.}$ arată însă că variaţia vitezei unghiulare ce se poate obţine la motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit prin modificarea impedanţei statorice nu este avantajoasă, fiind greu de executat fizic elemente de circuit cu parametrii necesari obţinerii unui domeniu de variaţie important al turaţiei motorului. Datorită acestei constatări, aplicaţiile acestei metode sînt limitate.

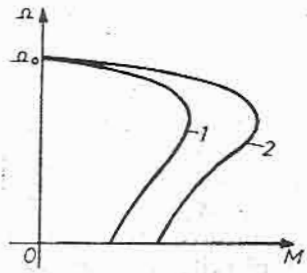


Fig. 3.79. Caracteristica mecanică statică artificială realizată prin inserierea de impedanţe inductive în stator (1) faţă de caracteristica mecanică statică naturală (2), la motorul asincron trifazat în scurtcircuit.

3.5.5. Reglarea vitezei motoarelor asincrone prin frecvența statorică de alimentare

Reglarea în frecvență a motoarelor asincrone se realizează apelîndu-se la alimentarea lor statorică de la convertoare de frecvență, fie directe (ciclo-convertoare), fie indirecte (cu circuit intermediar de curent continuu). Acestea transformă tensiunea rețelei de alimentare de frecvență industrială într-o tensiune de frecvență variabilă. Pentru domenii mai mari de variație a turației se preferă convertoarele indirecte de frecvență. Se consideră că reglarea vitezei prin frecvența statorică de alimentare constituie procedeul cel mai economic din punct de vedere al pierderilor.

Se reamintește că la motorul asincron trifazat, la frecvențe nu prea joase, cuplul critic este invers proporțional cu patratul frecvenței de alimentare statorice f_1 și direct proporțional cu pătratul tensiunii de alimentare pe faza statorică U_1:

$$M_k \sim \frac{U_1^2}{f_1^2} \tag{3.104}$$

alunecarea critică fiind, în aceleași condiții, invers proporțională cu frecvența de alimentare

$$s_k \sim \frac{1}{f_1}. \tag{3.105}$$

Ca să se mențină invariabilă capacitatea de suprasarcină mecanică a motorului la diferite cupluri rezistente M_{R1}, M_{R2} va trebui ca

$$\frac{M_{R1}}{M_{R2}} = \frac{M_{K1}}{M_{K2}} = \left(\frac{U_{11}}{f_{11}}\right)^2 \cdot \left(\frac{f_{12}}{U_{12}}\right)^2 \tag{3.106}$$

U_{11}, U_{12} fiind două tensiuni efective statorice de fază, f_{11}, f_{12} frecvențele respective ale tensiunilor instantanee statorice aferente. De aici se deduce cum trebuie să varieze tensiunea de alimentare cînd turație variază odată cu modificarea frecvenței de alimentare:

$$\frac{U_{11}}{U_{12}} = \frac{f_{11}}{f_{12}} \sqrt{\frac{M_{R1}}{M_{R2}}}. \tag{3.107}$$

Cerințele față de mutatoarele folosite, ca și față de dispozitivul de reglare adoptat, rezultă din comportarea mașinii asincrone la frecvența de alimentare variabilă. Pentru o funcționare normală a motorului la sarcină constantă, fluxul magnetic maxim pe pol trebuie să fie constant și menținut în jurul valorii sale nominale. Acest flux este limitat superior de saturația fierului, iar inferior de o exploatare eficientă. Prin urmare, rezultă cu necesitatea ca

$$\frac{U_1}{f_1} = \frac{U_{1N}}{f_{1N}} = \text{const.} \tag{3.108}$$

condiție care la frecvențe nu prea joase menține cuplul critic constant.

La frecvențe mai mici decît circa jumătatea frecvenței nominale industriale, rezistența înfășurării statorice pe fază R_1 nu se mai poate neglija față de $X_k = X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2}$ și relația (3.104) nu mai este satisfăcută. Legea de variație a tensiunii statorice după legea $U_1/f_{1N} = \text{const.}$ nu mai asigură cuplul critic nemodificat. La aceste frecvențe pentru menținerea constantă

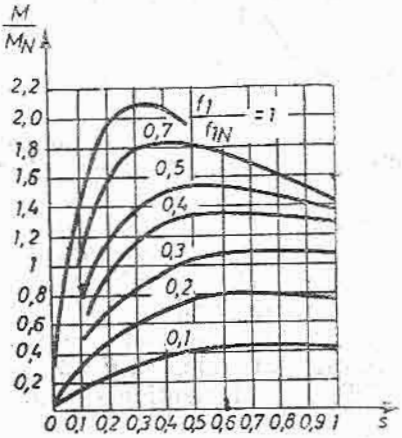


Fig. 3.80. Caracteristici mecanice relative exacte de tensiune şi frecvenţă, pentru U_1/f_1 = const.

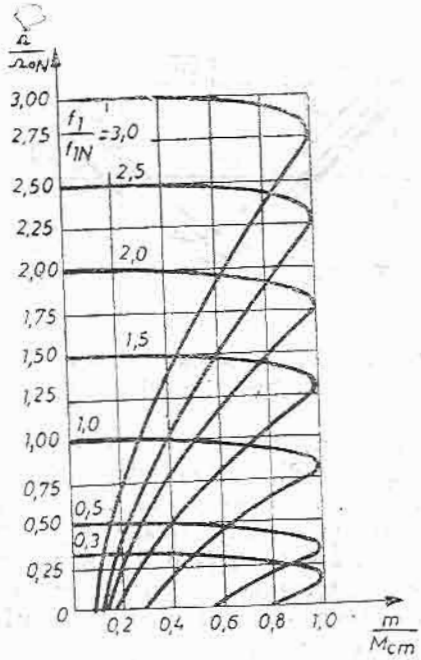


Fig. 3.81. Caracteristici mecanice relative de frecvenţă cu cuplu critic constant (alunecarea critică nominală $s_k = 0{,}15$). Parametru: f_1/f_{1N}.

a cuplului critic trebuie stabilită o lege aparte de variaţie a raportului U_1/U_{N1} în funcţie de raportul f_1/f_{N1}, dependentă de raportul dintre rezistenţa pe fază şi reactanţa de dispersie a acesteia. Drept lege ce asigură invariabilitatea cuplului critic se poate accepta o relaţie de forma

$$\frac{U_1}{U_{1N}} = a_1 \frac{f_1}{f_{1N}} + a_2. \tag{3.109}$$

Pentru un motor de putere nominală mică, 4,8 kW, avem $a_1 = 0{,}85$ şi $a_2 = 0{,}15$. În figura 3.80 s-au trasat caracteristicile mecanice exacte relative de tensiune M/M_N în funcţie de alunecarea s, parametrul fiind raportul f_1/f_{N1} pentru acest motor. În figura 3.81 s-au trasat caracteristicile sale mecanice artificiale relative de frecvenţă, dacă s-a efectuat comanda după relaţia (3.104). Se păstrează cuplul critic constant şi aceleaşi rigidităţi pe porţiunile ce pot fi asimilate cu porţiuni de dreaptă.

Din analiza caracteristicilor mecanice artificiale obţinute prin modificarea simultană a tensiunii şi frecvenţei după o relaţie care să asigure constanţa cuplului critic, deci şi a capacităţii de suprasarcină mecanică cît şi rigidităţii, reiese că acestea asigură un domeniu larg de modificare a turaţiei, fiind, totodată, competitive cu caracteristicile mecanice ale motoarelor de curent continuu.

În funcţie de raportul $\omega_1/\omega_{N1} = f_1/f_{N1}$ şi raportul U_1/U_{1N} se obţin caracteristicile din figura 3.82, dacă se menţine constant fluxul maxim pe pol,

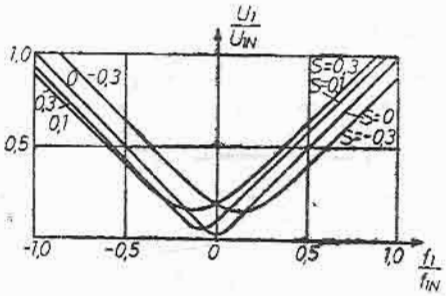


Fig. 3.82. Caracteristicile U_1/U_{1N} în funcție de f_1/f_{1N}. Parametru: alunecarea s.

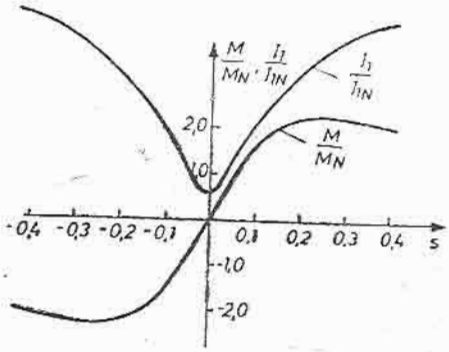


Fig. 3.83. Cuplul relativ M/M_N și curentul relativ I_1/I_{1N}, în funcție de alunecare.

parametru fiind frecvența rotorică raportată la frecvența statorică, $f_2/f_1 = sf_1/f_1$, adică alunecarea s. Cum alunecarea este totodată și un indicator al încărcării motorului, interesează și dependențele dintre cuplul relativ M/M_N și curentul relativ I_1/I_{1N} față de alunecare (fig. 3.83).

Dacă $f_1 > f_{1N}$ pentru a se putea păstra constant fluxul magnetic maxim pe pol, tensiunea efectivă nominală pe faza statorică ar trebui să fie majorată, ceea ce de cele mai multe ori nu este posibil. Fluxul menționat scade, ca și cuplul critic.

Comportarea dinamică a motorului asincron comandat în frecvență arată o anumită similitudine cu cea a motorului de curent continuu. Întrucît constanta electromecanică de timp a motorului asincron este însă sensibil mai redusă, există tendința ca în acționările electrice cu moment de inerție total redus și motor asincron să apară o tendință de pendulare, ce trebuie evitată prin alegerea unei structuri de reglare adecvate.

3.5.5.1. *Reglarea vitezei prin mutatoare directe de frecvență (cicloconvertoare).* Pentru comanda și reglarea turației motorului asincron se utilizează mutatoare directe și indirecte. Mutatorul direct sau cicloconvertorul nu are un circuit intermediar de curent continuu și permite ca energia de curent alternativ — de cele mai multe ori în trifazat, de frecvență industrială — să se transforme nemijlocit în același fel de energie, dar cu alți parametri. Dacă la intrarea cicloconvertorului avem frecvența f_1 și tensiunea efectivă pe fază U_1 constante, la ieșirea sa se obține o frecvență $f_2 < f_1$ și o altă tensiune de fază, fie în trifazat, fie în monofazat.

În tehnica curentă a acționărilor electrice cicloconvertoarele se folosesc la alimentarea motoarelor asincrone de turație scăzută, datorită faptului că din rețeaua industrială obișnuită de 50 Hz se poate obține, la ieșirea cicloconvertorului, o frecvență reglabilă $f_2 \in (0,20)$ Hz. Utilizarea acestor mutatoare este economică doar pentru mașini electrice asincrone de acționare de mare putere, din cauza costului lor încă ridicat. Mutatoarele directe de frecvență prezintă unele avantaje, mai ales datorită comutației ventilelor de la rețeaua de intrare. Se poate realiza o funcționare în patru cadrane. Frecvența și amplitudinea tensiunilor la ieșirea cicloconvertoarelor pot fi reglate continuu (la cicloconvertoarele cu comandă trapez frecvența poate fi variată discret, în trepte). Printr-o comandă potrivită se obțin curenți de ieșire aproximativ sinusoidali. Puterea reactivă considerabilă absorbită, ca și frecvența limitată superior la circa 0,4 f_1 constituie însă dezavantaje.

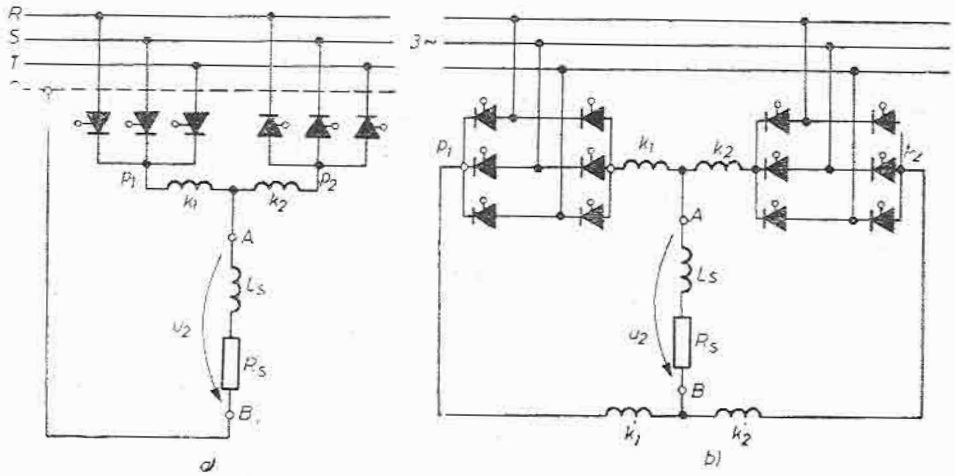


Fig. 3.84. Cicloconvertor cu alimentare trifazată şi ieşire monofazată:

a — cu mutatoare în montaj cu punct median; *b* — cu mutatoare în punte; p_1, p_2 — mutatoare; k_1, k_2, k_1', k_2' — bobine de reactanţă; *A*, *B* — bornele sarcinii inductive monofazate, de inducţie proprie L_s, respectiv rezistenţă activă R_s; u_2 — tensiunea instantanee de ieşire (de sarcină).

În principiu, un cicloconvertor care furnizează la ieşire o tensiune monofazată de altă frecvenţă constă din două mutatoare conectate paralel în opoziţie (avînd deci tensiunile de ieşire de polaritate opusă). Gradul de distorsiune al tensiunilor de ieşire depinde de numărul de impulsuri ale cicloconvertorului, creşterea acestui număr reducînd armonicile tensiunilor de ieşire, dar complicînd circuitele. În figura 3.84, *a* este redată o schemă de cicloconvertor cu punct median şi ieşire monofazată, cu circuit simetric şi trei impulsuri. În figura 3,84, *b* s-a trasat o schemă de cicloconvertor în punte, tot cu ieşire monofazată, dar cu şase impulsuri. În cazul concret al schemelor din figura 3.84, reţeaua de alimentare este trifazată, sarcina monofazată avînd inductanţa L_s şi rezistenţa activă R_s. Prin intermediul bobinelor de reactanţă K_1, K_2, K_1', K_2' cu rol de limitare a curentului de circulaţie, mutatoarele p_1 şi p_2 aplică la bornele *A*, *B* ale sarcinii tensiunea redresată u_2. Forma de undă a acestei tensiuni depinde de programul de comandă a celor două grupuri redresoare, realizate cu tiristoare. Cicloconvertorul din figura 3.84, *a*, produce la ieşire trei pulsuri ale tensiunii redresate într-o perioadă a tensiunilor sale de alimentare, pe jumătate faţă de cel din figura 3.84, *b*.

În situaţia *comenzii trapez* frecvenţa tensiunii de sarcină u_2 poate fi modificată în trepte prin variaţia numărului de pulsuri ce participă la formarea tensiunii de ieşire; pentru o sarcină pur activă ($L_s = 0$, $R_s \neq 0$) şi 6 pulsuri, u_2 are o evoluţie temporală ca cea din figura 3.85. Din frecvenţa de 50 Hz se obţine, cu 6 pulsuri, frecvenţa de 31,5 Hz (ca în figura 3.85, *a*). Denumirea acestei comenzi derivă de la asemănarea formei de undă a tensiunii u_2 cu un trapez. Unghiul de comandă al tiristoarelor mutatoarelor p_1 şi p_2 poate varia între 0° şi 180°. La sarcini nerezistive cele două mutatoare componente p_1 şi p_2 trebuie comandate permanent, unul în regim de redresor, celălalt în regim de invertor şi invers, avînd în vedere că, curentul mai poate trece în direcţia precedentă şi după anularea tensiunii u_2, pe

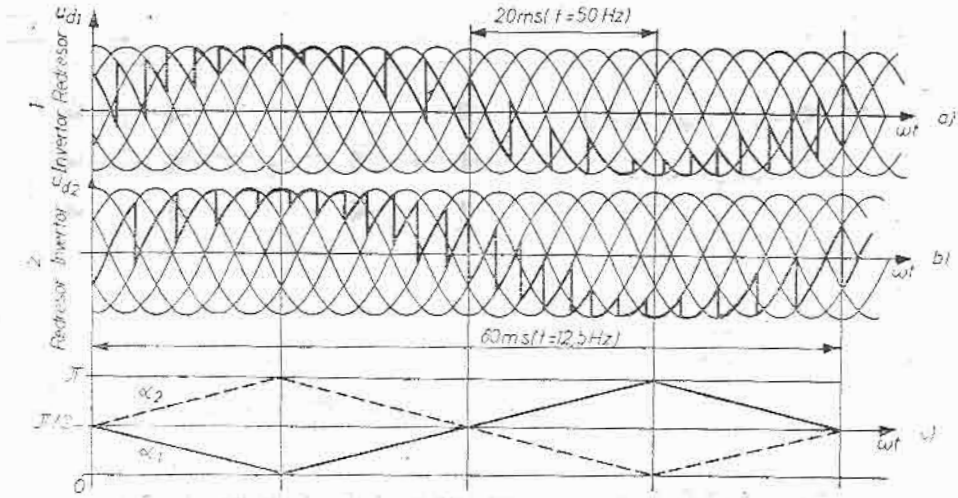


Fig. 3.85. Cicloconvertor compus din două mutatoare conectate paralel în opoziție (schema din fig. 3.84, *b*):

a — tensiunea de ieșire u_{d1} a mutatorului p_1; *b* — tensiunea de ieșire u_{d2} a mutatorului p_2; *c* — evoluția temporală a unghiurilor de comandă α_1 și α_2 a mutatoarelor p_1 și respectiv p_2.

seama energiei acumulate în cîmpul magnetic al inductanței L_s. Limitarea curenților de pe ramurile cu tiristoare, ce se face de către bobinele de reactanță, mai poate fi executată și de un *SRA*. Curenții de circulație apar din cauza valorilor instantanee diferite ale tensiunilor de ieșire a celor două mutatoare p_1, p_2.

Abundența în armonici superioare în tensiunea de ieșire u_2 conduce la cupluri electromagnetice pendulatorii în mașina asincronă, deci la o funcționare sacadată mai ales la turații mici.

Pentru alimentarea motoarelor asincrone trifazate trebuie minimum 18 tiristoare principale (repetînd de trei ori schema cu cîte 3 pulsuri de tensiune din figura 3.84, *a*) sau cel puțin 36 tiristoare (repetînd schema din figura 3.84, *b*, cu 6 pulsuri de tensiune). Există și cicloconvertoare cu circuit simetric și punct median cu 12 pulsuri de tensiune, la care trebuie minimum 72 tiristoare.

Pentru înlăturarea dezavantajelor pe care le produce ondulația prea mare, se urmărește o formă cît mai apropiată de sinusoidă a curenților de fază ai motorului asincron. Se folosesc cicloconvertoare compuse din mutatoare conectate în cruce sau paralel în opoziție (antiparalel), la care unghiurile de comandă ale tiristoarelor sînt variate periodic cu o frecvență f_2 mai scăzută decît frecvența f_1 a rețelei de alimentare a cicloconvertoarelor.

Pentru fixarea ideilor, să presupunem că se dorește obținerea unei frecvențe de ieșire $f_2 = f_1/4$ (dacă $f_1 = 50$ Hz, $f_2 = 12{,}5$ Hz). În acest scop, unghiurile de comandă α_1 și α_2 ale celor două mutatoare trifazate p_1 și p_2 cu 6 pulsuri (fig. 3.84, *b*), mutatoarele în punte fiind legate paralel în opoziție) vor fi variate cu frecvența $f_2 = f_1/4$, ca în figura 3.85, *c*. Armonica fundamentală a tensiunilor de ieșire ale celor două mutatoare p_1 și p_2 va avea aceeași frecvență f_2 și formele de undă din figurile 3.85, *a* și *b*. Deoarece unul din cele două mutatoare funcționează în regim de invertor,

în orice moment considerat, cicloconvertorul lucrează în patru cadrane. Timpul scurt de comutaţie nu mai joacă nici un rol faţă de durata unei perioade.

Prin comanda mutatorului dublu ce constituie cicloconvertorul se obţine o tensiune alternativă u_2 de frecvenţă, amplitudine şi formă impuse; forma acesteia este aceeaşi cu a tensiunii alternative de referinţă (sinusoidală, trapezoidală etc.). Dacă unghiul de comandă al unei faze variază după legea $u_c = U_{cm} \sin\omega_c t$, atunci valoarea medie a tensiunii de ieşire va fi de forma $U_{2m} \sin\omega_c t$.

Există şi cicloconvertoare cu circuite de putere nesimetrice (în inel, în triunghi deschis), cu scopul de a se reduce complexitatea circuitelor acestora, detaliile putînd fi căutate în manualele de electronică de putere.

Cicloconvertorul absoarbe puterea reactivă necesară din reţeaua de frecvenţă $f_1 > f_2$. El acoperă şi puterea reactivă necesară motoarelor asincrone alimentate cu frecvenţa f_2.

Ventilele mutatoarelor directe de frecvenţă nu sînt încărcate la fel în orice regim. Utilizarea lor cea mai defavorabilă are loc cînd frecvenţa de ieşire f_2 este foarte apropiată de zero într-un serviciu S_1 continuu; în această situaţie un mutator din cele două pe fază ale unui cicloconvertor conduce practic mereu tot curentul, pe cînd celălalt este neîncărcat.

Folosirea cicloconvertoarelor destinate comandării motoarelor asincrone are avantajul obţinerii convertirii directe a energiei reţelei de curent alternativ în energie de acelaşi tip, cu randament ridicat dar şi cu inconvenientele specificate anterior. La acestea se mai adaugă domeniul de variaţie al frecvenţei relativ scăzut, factorul de putere realizat mic şi, la frecvenţă variabilă, dificultatea obţinerii unui flux maxim constant la motoarele asincrone alimentate. Curenţii preluaţi de cicloconvertor din reţeaua trifazată de frecvenţă constantă sînt deformaţi. Mai trebuie să se reţină comanda relativ complicată a cicloconvertoarelor, din punctul de vedere al prelucrării informaţionale.

3.5.5.2. *Reglarea vitezei prin mutatoare indirecte de frecvenţă (cu circuit intermediar de curent continuu)* Din analiza efectuată în paragraful precedent a rezultat că modificînd concomitent tensiunea şi frecvenţa după o relaţie care să asigure invariabilitatea cuplului critic în regim de motor M_k — deci a capacităţii de suprasarcină mecanică M_k/M_N — şi a rigidităţii caracteristicilor mecanice artificiale, rezultă că se poate asigura un domeniu larg de modificare a turaţiei şi că sînt competitive cu caracteristicile motorului de curent continuu cu excitaţie independentă şi derivaţie.

Convertoarele sau mutatoarele indirecte de frecvenţă cu circuit intermediar de curent continuu, sînt caracterizate de o dublă conversie a energiei electrice: prin intermediul unui mutator static în două sau patru cadrane u_1, tensiunile alternative de frecvenţă constantă f_1 se transformă într-o tensiune continuă într-un circuit intermediar. Din acest circuit, prin intermediul unui mutator static u_2 (fig. 3.86), tensiunea continuă obţinută se transformă într-o tensiune alternativă monofazată sau trifazată, avînd frecvenţa variabilă f_2 şi de obicei, altă valoare efectivă de fază U_2. Majoritatea convertoarelor indirecte de frecvenţă sînt concepute ca invertoare cu comutaţie forţată.

Există un mare număr de convertoare indirecte de frecvenţă, ce pot fi clasificate după locurile de reglare a frecvenţei şi a tensiunii de ieşire. Cînd acestea nu coincid, mutatorul sau convertorul indirect de frecvenţă

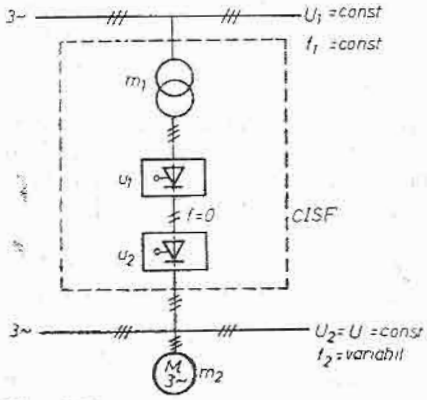
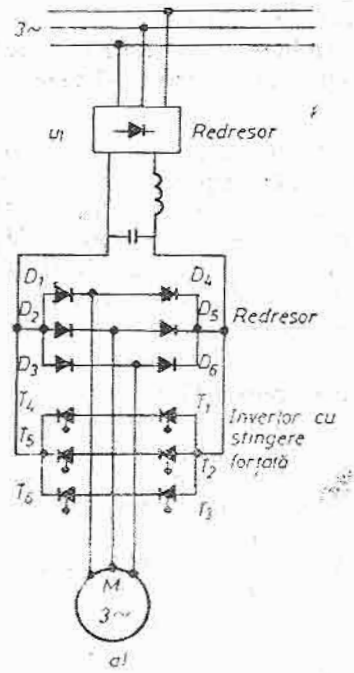


Fig. 3.86. Convertor static indirect de frecvență, cu circuit intermediar de curent continuu:

m_1 — transformator trifazat; m_2 — motor asincron trifazat.

este format dintr-un mutator comandat în regim de redresor și un altul în regim de invertor, alimentat de la primul cu tensiune variabilă. În această situație tensiunea de ieșire se variază în circuitul de redresare. Dacă reglarea tensiunii și a frecvenței se face în același loc, la invertor, acesta va fi alimentat cu o tensiune continuă constantă; mutatorul u_1 este un redresor necomandat, iar mutatorul u_2 un invertor. În figura 3.87, *a* se prezintă un motor asincron trifazat alimentat de un convertor indirect de frecvență. Dacă tiristoarele invertorului sînt trecute în conducție conform planului din figura 3.87, *b*, tensiunile de ieșire ale invertorului vor avea o variație în trepte ca în figura 3.89,*a*. Armonicile lor fundamentale, de frecvență și amplitudine reglabile, formează un sistem trifazat. În timpul unui tact, egal în timp cu 1/6 dintr-o perioadă a tensiunilor trifazate de la ieșire, conduc mereu cîte două tiristoare. Pentru stingerea tiristoarelor $T_1, \ldots, T_6$ sînt necesare montaje speciale. Tiristoarele se pot stinge individual, cu ajutorul unor circuite oscilante proprii. Aprinzînd și stingînd tiristorul



Tactul / Ventilul	1	2	3	4	5	6
D_1			▨			
D_2					▨	
D_3	▨					
D_4						▨
D_5		▨				
D_6				▨		
T_1	▨	▨				
T_2			▨	▨		
T_3					▨	▨
T_4				▨	▨	
T_5	▨					▨
T_6		▨	▨			

b)

Fig. 3.87. Motor asincron alimentat de un convertor indirect de frecvență:

a — schema de principiu; *b* — succesiunea de conducție a ventilelor.

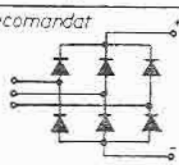
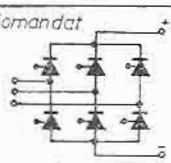
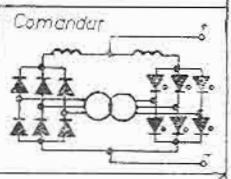
Mutatorul u_1 (redresor) / Mutatorul u_2 (invertor)		A	B	C
		Necomandat 	Comandat 	Comandat 
Frecvenţa de ieşire f_2 variabilă	Frînare recuperativă	Nu	Nu	
	Supraîncărcare	Mică Normală	Normală	
	Viteza de reglare	Mică	Normală	
	Domeniul de reglare al turaţiei	1:3	1:3 ... 1:5	
Frecvenţa f_2 şi tensiunea de ieşire U_2 variabile	Frînare recuperativă	Nu		Da
	Supraîncărcare	Mare		Mare
	Viteza de reglare	Mare		Mare
	Domeniul de reglare al turaţiei	Mare		Mare

Fig. 3.88. Comparaţie între diferitele tipuri de convertoare indirecte de frecvenţă.

de mai multe ori într-un tact, devine posibilă şi o comandă prin impulsuri a amplitudinii tensiunilor de ieşire, ceea ce recomandă această soluţie pentru acţionările de frecvenţă ridicată şi domeniu mare de reglare a turaţiei. Există şi alte soluţii de stingere a tiristoarelor.

În figura 3.88 se prezintă o comparaţie a convertoarelor indirecte de frecvenţă cu mutatoarele u_1 în trei variante denumite convenţional *A*, *B*, *C* şi u_2 în două variante. Ca să fie posibilă şi realizarea frînării recuperative sau suprasincrone, mutatorul u_1 trebuie să poată funcţiona în 4 cadrane.

Convertoarele statice indirecte cu tensiune continuă modificabilă în circuitul intermediar au diferite grafice ale tensiunii de ieşire, în funcţie de variantele posibile examinate. Cele în care tensiunea redresată în circuitul intermediar de curent continuu poate fi variată posedă un invertor care dă la ieşire o tensiune alternativă în trepte rectangulare (fig. 3.89, *a*). Cu cît numărul de trepte într-o perioadă este mai mare, deci pe măsură ce tensiunea de la ieşire este mai apropiată de sinusoida fundamentalei, creşte şi complexitatea invertorului. Armonicile superioare multiplu de trei lipsesc din componenţa tensiunilor de linie dacă se comandă simetric invertorul pe cele trei faze.

În situaţia unei tensiuni continue constante în circuitul intermediar al convertorului indirect, se poate influenţa armonica fundamentală a tensiunii de ieşire prin modificarea timpurilor de blocare a invertorului. În acest scop, se pot utiliza variatoare statice de tensiune continuă (choppere), modulînd prin impulsuri de amplitudine constantă tensiunea alternativă de ieşire. Acestea pot fi de durate relative de menţinere egale (fig. 3.89, *b*) sau modulate în lăţime în funcţie de o mărime sinusoidală de referinţă; în ultimul caz, tensiunea de ieşire va avea o formă sinusoidală datorită variaţiei sinusoidale a valorii medii (fig. 3.89, *c*).

Complexitatea schemelor convertoarelor indirecte depinde de invertor. Cînd tensiunea în circuitul intermediar este modificabilă, invertorul devine mai simplu, el îndeplinind doar rolul de variator al frecvenţei de ieşire. Dacă

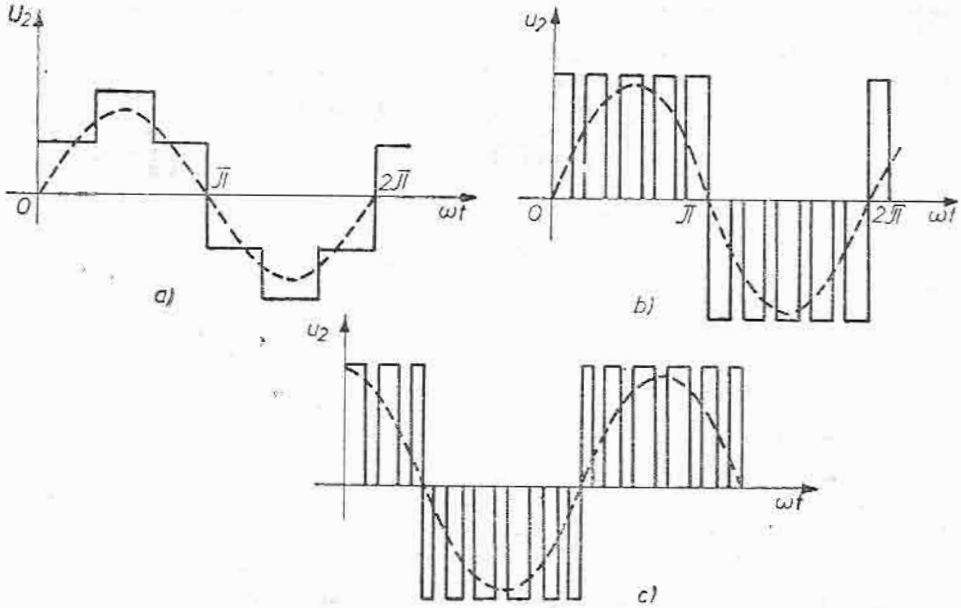


Fig. 3.89. Forme de undă ale tensiunii de ieşire la convertoarele indirecte de frecvenţă: *a* — cu tensiune continuă modificabilă în circuitul de curent continuu; *b* — cu impulsuri cu durată de conectare relativă egale; *c* — cu impulsuri cu durată de conectare relativă modulate în lăţime.

tensiunea menţionată este constantă, deci redresorul mai simplu, invertorul devine mai complicat, trebuind să comande şi tensiunea de ieşire.

Din cele de mai sus rezultă că mutatoarele indirecte de frecvenţă folosite în acţionările electrice cu motoare asincrone sînt complexe în ansamblu. Avantajul lor principal rezidă în independenţa mărimilor de ieşire U_2, f_2 faţă de cele de intrare U_1, f_1.

Caracteristicile mecanice de funcţionare ale motoarelor asincrone alimentate cu tensiunile nesinusoidale furnizate de convertoarele de frecvenţă diferă de cele obţinute în cazul alimentării directe de la reţeaua industrială trifazată. Tensiunile nesinusoidale producînd armonici superioare ale curenţilor au drept efect o încălzire suplimentară a motorului; armonicile superioare de flux magnetic duc la cupluri parazite. Cuplul electromagnetic rezultat nu mai este constant ci pendulatoriu. Presupunînd tensiunea de alimentare pe fază variind în trepte ca în figura 3.89, *a*, evoluţia temporală a cuplului electromagnetic m_e (la frecvenţa $f_1 = 0{,}2\ f_{1N}$ şi alunecarea $s = 0{,}15$) şi spectrul de armonici ale curentului de fază statoric al unui motor asincron (din care lipsesc armonicile superioare multiplu de trei) sînt redate în figura 3.90.

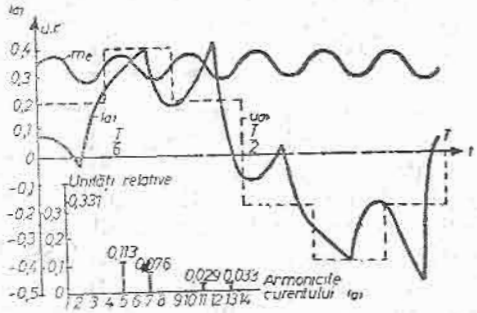


Fig. 3.90. Evoluţia temporală a cuplului electromagnetic m_e, a curentului de fază i_1 şi spectrul armonicilor de curent ale unui motor asincron alimentat cu o tensiune de fază u_1 în trepte (unităţi relative).

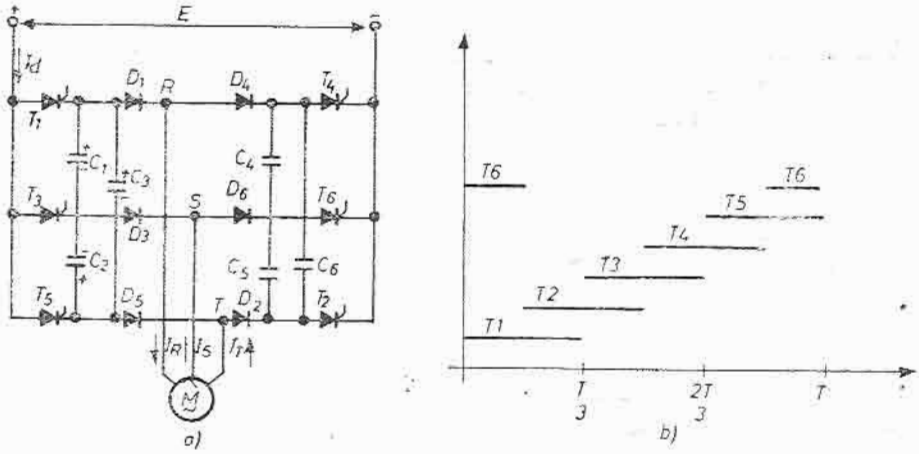


Fig. 3.91. Invertor de curent cu stingere autonomă.

Se poate arăta că deformarea curentului şi variaţia cuplului electromagnetic sînt cu atît mai pronunţate cu cît sarcina este mai redusă şi frecvenţele de alimentare sînt mai joase. Explicaţia rezidă în scăderea ponderii reactanţei de scurtcircuit a motorului în impedanţa totală şi creşterea rolului rezistenţei echivalente, ştiinduse că reactanţa de scurtcircuit diminuează amplitudinile armonicilor de curent. Studierea riguroasă a funcţionării maşinilor asincrone alimentate de la mutatoare statice de frecvenţă se face recurgînd la fazorii spaţiali de tip Park, cu ajutorul cărora calculele se simplifică.

La noi în ţară au fost concepute şi realizate diferite convertizoare indirecte de frecvenţă. Se aminteşte sistemul modular *Contisin* (variaţia *conti*nuă a turaţiei de *sin*cronism) pentru reglarea turaţiei motoarelor asincrone. Acesta asigură comanda convertoarelor statice de frecvenţă cu circuit intermediar, cu aprindere şi stingere repetată.

Convertizoarele cu circuit intermediar de tensiune continuă se pot clasifica, în funcţie de schema de stingere a tiristoarelor adoptată, în *invertoare cu stingere autonomă*, la care blocarea unui tiristor principal se datoreşte amorsării tiristorului fazei următoare şi în *invertoare cu stingere independentă*, la care blocarea tiristoarelor principale se face prin circuite separate, de stingere, similare contactoarele statice prezentate în paragraful 3.4.

În funcţie de forma de undă a curentului şi tensiunii circuitului intermediar, se deosebesc *invertoare de tensiune* la care tensiunea intermediară nu depinde de sarcina motorului şi *invertoare de curent* pentru care curentul intermediar la o sarcină dată, rămîne constant.

Invertoare de curent cu stingere autonomă. Schema acestui tip de invertor este indicată în figura 3.91, *a* şi constă din tiristoarele $T_1 - T_6$, condensatoarele de stingere $C_1 - C_6$ conectate între faze şi diodele $D_1 - D_6$ care permit încărcarea şi descărcarea condensatoarelor. Succesiunea de intrare în conducţie a celor şase tiristoare este dată în diagrama din figura 3.91, *b*, fiecare tiristor conducînd cîte o treime de perioadă (120° el.), perioadă reglabilă prin instalaţia de comandă.

Formele de undă, neglijînd fenomenele de comutaţie, sînt indicate în figura 3.92, *a*, procesul de comutare a curentului de pe o fază pe alta putînd fi urmărit în figura 3.92, *b*.

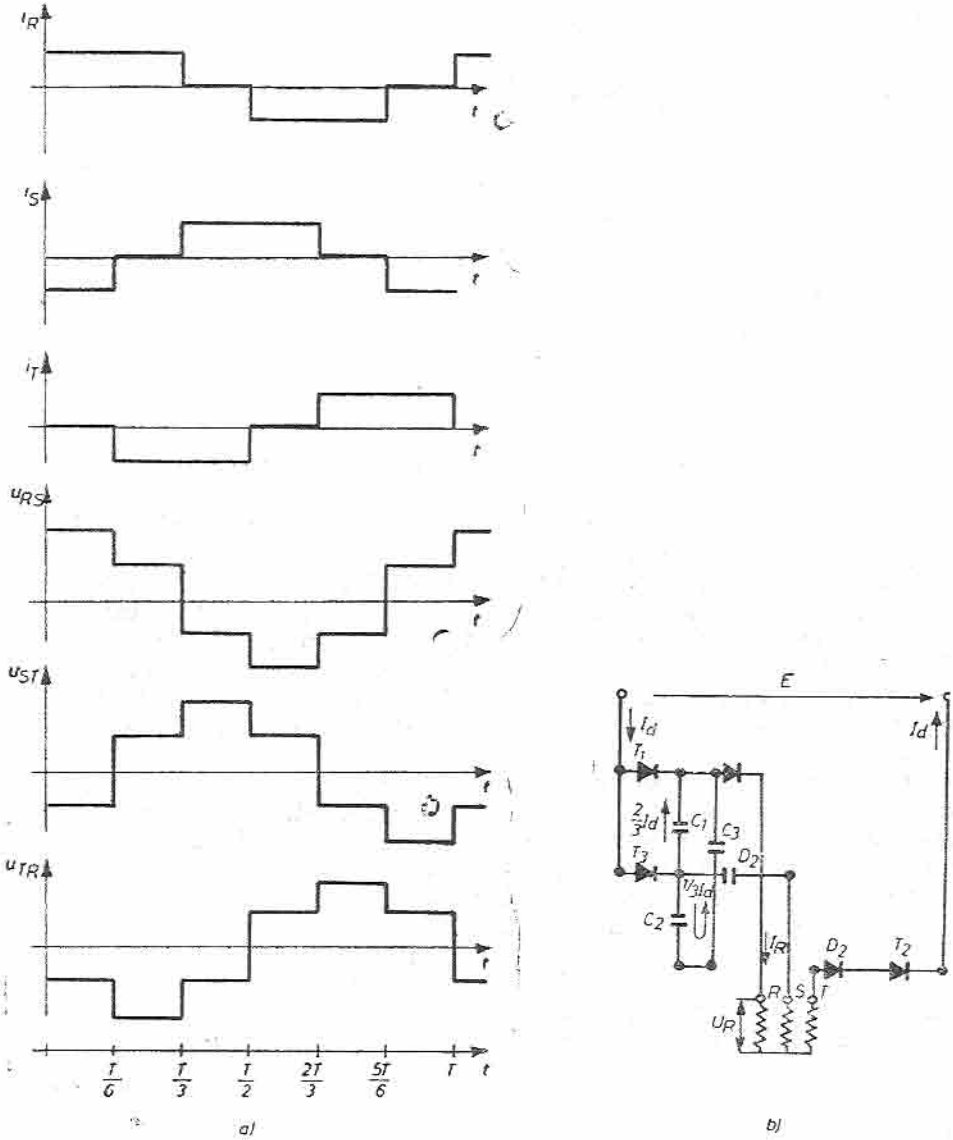


Fig. 3.92. Formele de undă şi procesul de comutare pentru invertorul de curent.

Presupunînd că înainte de comutare erau în conducţie tiristoarele T_1 şi T_2, curentul I_d furnizat de circuitul intermediar trece prin fazele R şi T. Ca urmare a intrării în conducţie a tiristorului T_3 în prima etapă curentul I_d continuă să treacă prin faza R pe două căi; prin condensatorul C_1 trece $2/3\ I_d$, iar prin condensatoarele înseriate C_2 şi C_3, $1/3\ I_d$. În consecinţă, tiristorului T_1 i se aplică o tensiune pozitivă pe catod şi se blochează. După schimbarea polarităţii tensiunii pe condensatorul C_1 şi atingerea unei valori egale cu tensiunea între faze, are loc comutarea curentului de pe faza R pe faza S prin tiristorul T_3.

La acest tip de invertor încărcarea condensatoarelor de stingere se face prin curentul de sarcină, ceea ce conferă schemei siguranță în funcționare, chiar și la mersul în gol.

Invertoare de curent cu stingere independentă. Schema invertorului este indicată în figura 3.93, *a* și cuprinde tiristoarele principale $T_{11} - T_{16}$, tiristoarele de stingere $T_{21} - T_{26}$ și condensatoarele de stingere $C_1 - C_3$.

Pentru înțelegerea funcționării schemei presupunem că sînt în conducție tiristoarele T_{11} și T_{16} curentul parcurgînd deci fazele R și T. Condensatorul C_1 este încărcat cu polaritatea din figură.

La un moment dat, se aplică un impuls scurt de comandă pe tiristorul T_{21} și un impuls mai lung pe tiristorul T_{12}. Tensiunea condensatorului C_1 se aplică pe tiristorul T_{11} determinînd blocarea acestuia, curentul fazei R, datorită caracterului inductiv al sarcinii va continua să treacă prin condensatorul C_1 (vezi figura 3.93, *b* și *c*), condensatorul descărcîndu-se. Stingerea tiristorului T_{11} trebuie să se producă astfel încît ea să fie terminată înainte de anularea tensiunii pe condensatorul C_1. După trecerea prin zero a tensiunii acestui condensator, el se reîncarcă cu polaritate inversă celei inițiale datorită faptului că prin el și prin faza R se închide în continuare curentul de sarcină. La anularea curentului prin faza R procesul de comutare a curentului de pe faza R pe faza S este încheiat. Suma curenților fazelor R și S pe toată durata comutării este constantă și egală cu I_d.

Ca și în cazul invertorului de curent cu stingere autonomă, schema invertorului de curent cu stingere independentă asigură frînarea recuperativă prin simpla inversare a tensiunii circuitului intermediar.

După cum se constată, funcționarea celor două tipuri de invertoare de curent este analoagă. Primul prezintă însă o serie de avantaje datorită numărului mai redus de tiristoare și a faptului că tensiunea maximă aplicată pe tiristoarele principale este mai redusă. Totodată, la invertorul de curent cu stingere autonomă nu este necesară încărcarea inițială a condensatorului prin aplicarea la amorsarea schemei a unor impulsuri pe tiristoarele de stingere, impulsuri absolut necesare la invertorul cu stingere independentă.

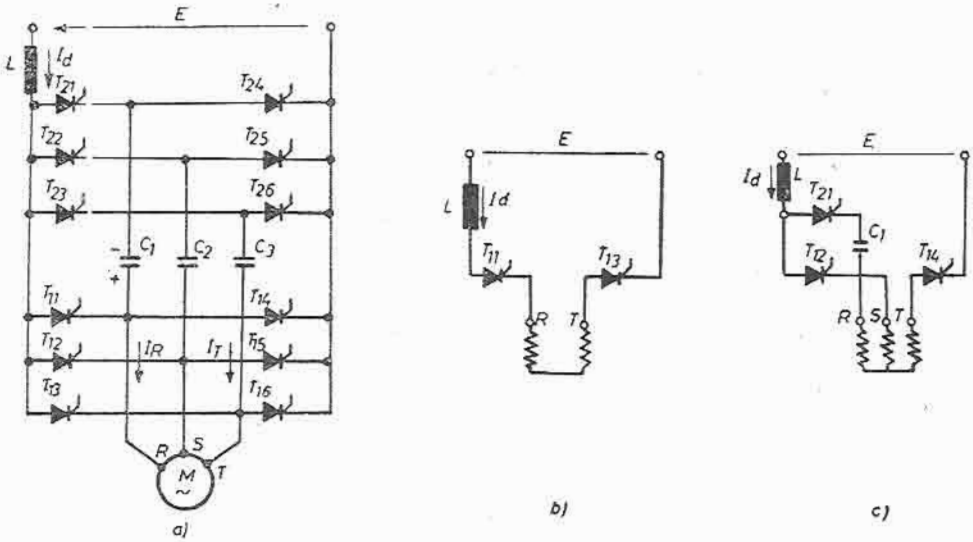


Fig. 3.93. Invertor de curent cu stingere independentă.

Pentru ambele tipuri de invertoare de curent forma de undă a curentului pe fază este aceeaşi, indicată în figura 3.92, *a*.

Dezvoltînd în serie Fourier acest curent de formă dreptunghiulară

$$i = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(\sin\omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \ldots \right).$$

Valoarea eficace a fundamentalei:

$$I = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d.$$

Intre puterea furnizată de circuitul intermediar şi puterea motorului asincron există relaţia

$$EI_d = 3UI \cos \varphi$$

rezultînd pentru tensiunea furnizată de circuitul intermediar expresia:

$$E = \frac{3}{\pi} \sqrt{6} U \cos \varphi.$$

Această relaţie arată că tensiunea circuitului intermediar depinde de sarcina activă a motorului, adaptarea rapidă a tensiunii E la caracterul sarcinii revenind evident schemei de reglare automată.

Invertor de tensiune cu stîngere autonomă. Schema invertorului de tensiune cu stingere autonomă cu circuit intermediar de tensiune continuă reglabilă este indicată în figura 3.94 şi constă din tiristoarele $T_1 - T_7$,

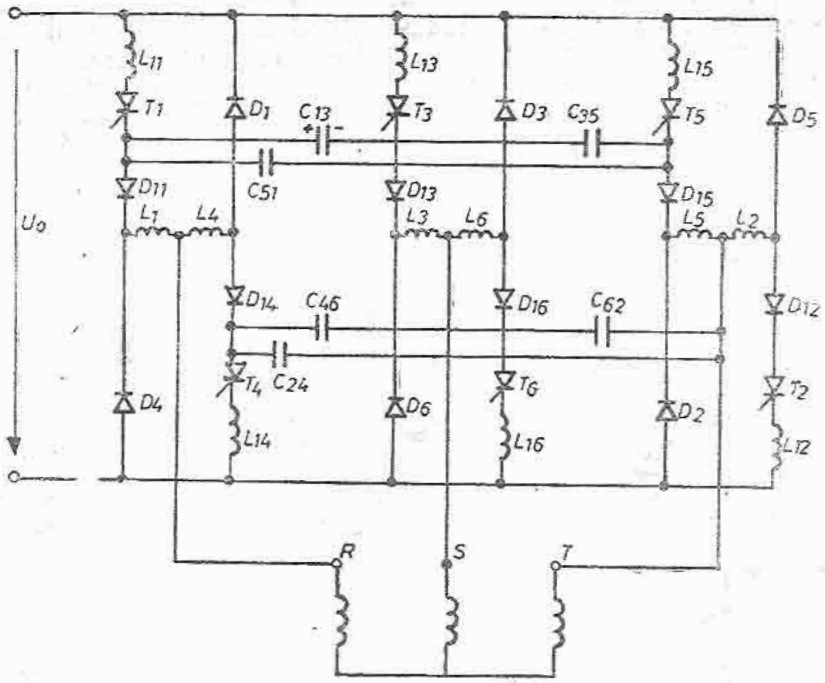


Fig. 3.94. Invertor de tensiune cu stîngere autonomă.

diodele $D_1 - D_6$ necesare pentru descărcarea energiei localizate în cîmpul magnetic al înfăşurărilor statorice ale motorului trifazat conectat la ieşirea invertorului. Schema mai conţine diodele $D_{11} - D_{16}$ utilizate pentru a împiedica oscilaţiile circuitelor LC care determină blocarea tiristoarelor.

Durata de conducţie a tiristoarelor este de 120°el., succesiunea de amorsare şi blocare fiind aceeaşi ca şi la invertoarele de curent (indicată în figura 3.95 *a*).

Blocarea tiristorului T_1, de exemplu, se realizează prin intrarea în conducţie a tiristorului T_3. Inainte de comanda de amorsare a acestuia sînt în conducţie tiristoarele T_1 şi T_2, curentul prin fazele motorului închizînduse de la borna plus a sursei prin L_{11}, T_1, D_{11}, L_1, R, T, L_2, D_{12}, T_2, L_{12} şi borna minus.

Condensatorul C_{13} are polaritatea din figură. Prin intrarea în conducţie a tiristorului T_3 condensatorul C_{13} se descarcă prin circuitul T_1, L_{11}, L_{13}, T_3, C_{13} pînă la anularea curentului prin tiristorul T_1 şi blocarea acestuia.

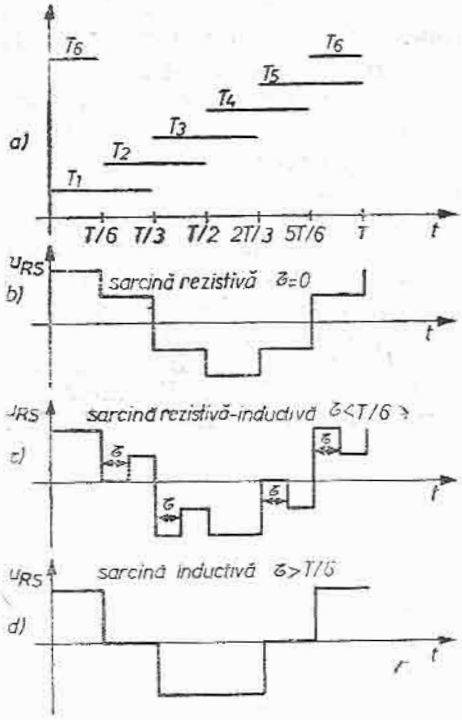


Fig. 3.95. Formele de undă ale tensiunii pentru invertorul de tensiune.

Inductivităţile L_{11} şi L_{13} limitează panta de creştere a curentului de descărcare a condensatorului C_{13} la valori acceptabile pentru tiristor. După blocarea tiristorului T_1 curentul de descărcare al condensatorului C_{13} se comută pe circuitul D_{11}, L_{11}, L_4, D_1, L_{13}, T_3, C_{13}.

Inductivităţile L_1 şi L_4 mai mari decît L_{11} şi L_{13} fac ca acum curentul de descărcare să evolueze mai lent decît în prima etapă, astfel încît tensiunea pe tiristor să nu redevină pozitivă înainte ca el să-şi redobîndească capacitatea de blocare.

După ce prima alternanţă a curentului din circuitul oscilant C_{13}, L_1, L_4, L_{13} se anulează, dioda D_{11} din calea curentului de descărcare împiedică inversarea de sens a curentului, condensatorul C_{13} rămînînd încărcat cu polaritate inversă celei iniţiale.

Tensiunea între fazele motorului are o variaţie în timp diferită în funcţie de natura sarcinii (rezistivă sau inductivă), care determină procesul de comutare a curentului de pe o fază pe alta.

Pentru o sarcină pur rezistivă, în intervalul cît conduc tiristoarele T_1 şi T_6 faza R este conectată la plusul sursei, iar faza S la minus, astfel încît, tensiunea dintre fazele R şi S este U_0. Urmează intervalul în care conduc tiristoarele T_1 şi T_2 şi în care potenţialul fazei R este la plus, iar al fazei T la minus, astfel că tensiunea dintre fazele R şi S are valoarea intermediară $U_{RS} = U_0/2$; în intervalul următor, cînd conduc tiristoarele T_3 şi T_2, faza S trece la plusul sursei, faza T rămîne în continuare la minus, astfel încît $U_{RS} = -U_0/2$. În următoarele 60°el., după blocarea tiristorului T_2

conduc tiristoarele T_3 şi T_4, faza S rămîne legată la plus, iar faza R se conectează la minus, rezultînd $U_{RS} = -U_0$ ş.a.m.d.

Variaţia tensiunii între fazele R şi S pe durata unei perioade T pentru o sarcină pur rezistivă este indicată în figura 3.95, *b*.

Pentru o sarcină cu un uşor caracter inductiv ($\omega L < R$) pe durata cît conduc tiristoarele T_1 şi T_6 curentul se închide prin circuitul $+$, L_{11}, D_{11}, L_1, faza R, faza S, L_6, D_{16}, T_6, L_{16} şi minusul sursei; faza R este conectată la plusul sursei şi faza S la minus, rezultînd $U_{RS} = +U_0$. În momentul imediat următor intrării în conducţie a tiristorului T_2 şi deci blocării tiristorului T_6, datorită inerţiei magnetice a sarcinii, curentul din faza S tinde să-şi păstreze sensul parcurgînd circuitul: faza S, L_6, D_3, L_{11}, T_1, D_{11} şi faza R. Bornele R şi S sînt practic la acelaşi potenţial $+U_0$ deci $U_{RS} = 0$. După intervalul de timp τ, ($\tau < T/6$) datorită caracterului uşor inductiv al sarcinii, curentul fazei S se anulează. Curentul debitat de sursă parcurge circuitul: $+U_0$, L_{11}, T_1, D_{11}, L_1, faza R, faza T, L_2, D_{12}, T_2, L_{12} şi minusul sursei. Borna R este la $+U_0$, iar borna T la $-U_0$, astfel încît tensiunea dintre fazele R şi S are valoarea intermediară $U_{RS} = U_0/2$ pe toată durata conducţiei în continuare a tiristoarelor T_1 şi T_2. Urmează apoi un interval de 60° el. în care conduc simultan tiristoarele T_2 şi T_3, durată care, de asemenea, trebuie divizată în două subintervale.

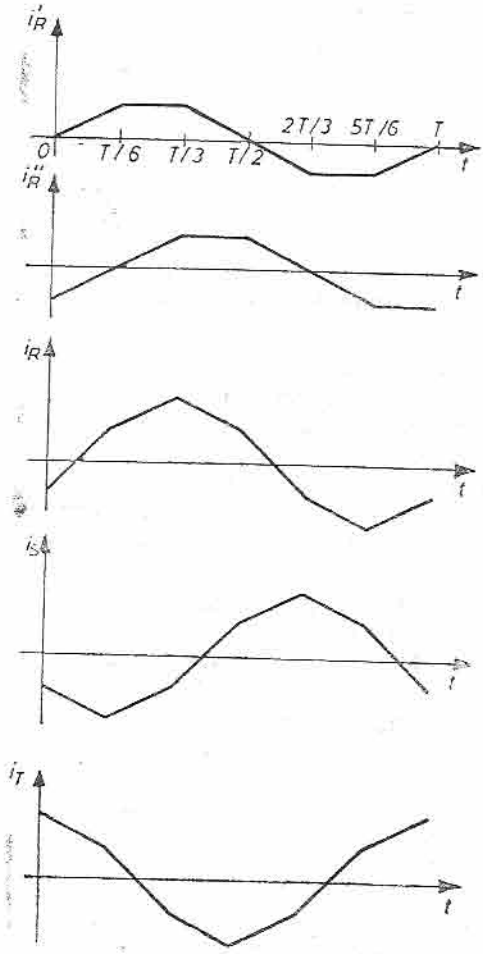


Fig. 3.96. Formele de undă ale curentului pentru invertorul de tensiune.

În primul, curentul fazei R descreşte pe durata τ pe calea faza R, faza T, L_{21} D_{12}, T_2, L_{12}, D_4, L_1, faza R, potenţialul fazei R fiind $-U_0$. Potenţialul fazei S este la plusul sursei prin tiristorul T_3. Rezultă $U_{RS} = -U_0$ pe durata de descărcare a energiei înmagazinate în faza R.

În al doilea subinterval, dioda D_4 nu mai conduce, astfel încît potenţialul fazei R ia valoarea intermediară şi deci $U_{RS} = -U_0/2$. În continuare, fenomenele pe celelalte faze sînt similare, variaţiile tensiunii U_{RS} pe durata unei perioade fiind indicate în figura 3.95, *c*.

Pentru sarcini puternic inductive, cazul curent al motoarelor asincrone, timpul τ cît conduce cîte o diodă de descărcare $D_1 - D_6$ este egal cu $T/6$, tensiunea U_{RS} modificîndu-se ca în figura 3.95, *d*.

Formele de undă ale tensiunilor dintre faze U_{ST} şi U_{TR} se obţin din tensiunea U_{RS} prin decalarea în timp la $T/3$, respectiv la $2T/3$.

Curentul prin fazele statorului motorului asincron, determinat de tensiunile dintre faze, are în permanenţă două componente. Astfel, de exemplu, pentru faza R, curentul este dat de suma dintre componenta i'_R determinată de tensiunea U_{RS} şi componenta i''_R corespunzătoare tensiunii — U_{TR} (vezi figura 3.96).

Invertoare de tensiune cu stingere independentă. Pentru această categorie de invertoare blocarea tiristoarelor principale se realizează prin circuite de stingere, similare celor de la contactoarele statice, utilizînd deci tiristoare auxiliare de stingere.

Circuitul intermediar de tensiune continuă, care alimentează invertorul, poate fi realizat fie cu redresoare comandate, invertorul asigurînd doar variaţia de frecvenţă, fie cu redresoare cu diode, în care caz, în invertor se reglează simultan atît tensiunea, cît şi frecvenţa.

Schema invertorului din figura 3.97 permite reglarea simultană atît a frecvenţei, cît şi a tensiunii de alimentare a motorului asincron, tensiunea intermediară de alimentare a invertorului fiind constantă.

Reglarea tensiunii se realizează prin comenzi repetate de amorsare şi blocare a tiristoarelor în cadrul unui interval de conducţie de 120°, programat, variindu-se durata relativă de conectare. Durata în timp a intervalelor de conducţie determină frecvenţa de lucru a invertorului. În figura 3.98 sînt prezentate două asemenea programe de conducţie a tiristoarelor principale.

În programul din figura 3.98, *a*, pe durata de conducţie de 60° a tiristoarelor, se dau concomitent impulsuri repetate de amortizare şi blocare a ambelor tiristoare aflate simultan în conducţie. Pentru intervalul cît conduc simultan tiristoarele T_1 şi T_6, de exemplu, tensiunea dintre fazele R şi S este $+U_0$, iar pe durata lor de blocare simultană energia înmagazinată în

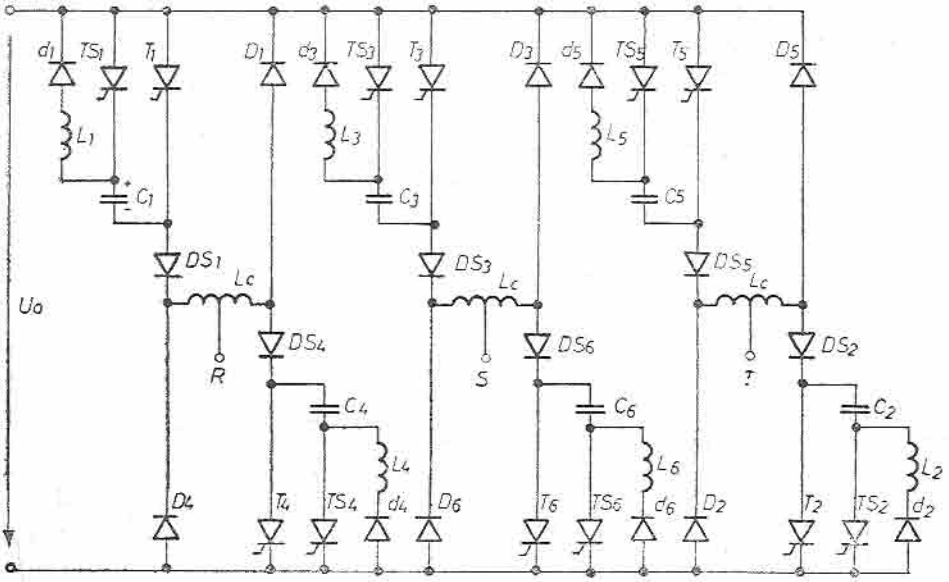


Fig. 3.97. Invertor de tensiune cu stingere independentă.

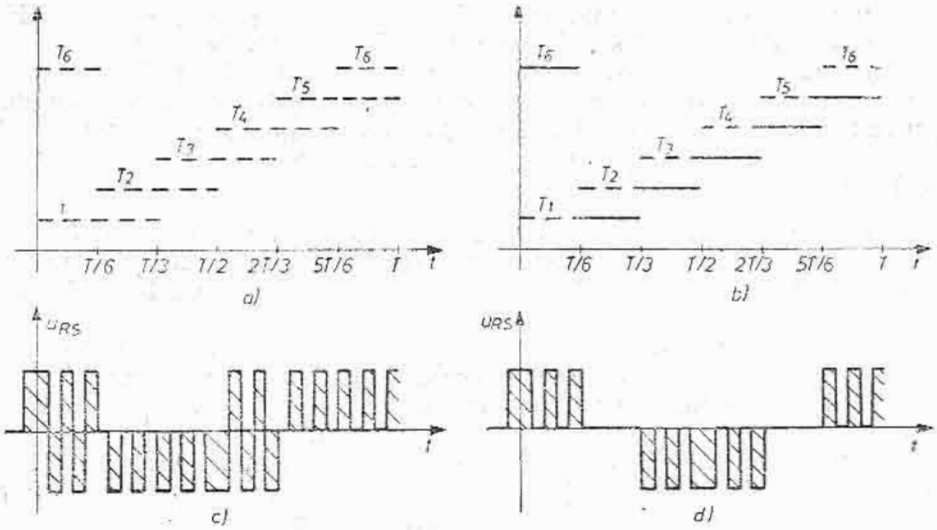


Fig. 3.98. Forme de undă ale tensiunii pentru invertorul cu stingere independentă.

aceste înfăşurări se descarcă prin diodele D_3 şi D_4 astfel încît tensiunea schimbă polaritatea, rezultînd în cazul unei sarcini puternic inductive, pentru tensiunea dintre faze, formele de undă din figura 3.98, *c*.

În programul indicat în figura 3.98, *b*, pe durata de 60° el. de conducţie simultană a cîte două tiristoare se blochează intermitent numai unul dintre cele două tiristoare. În acest fel, datorită faptului că tiristorul T_6 nu se blochează concomitent cu tiristorul T_1, faza S rămîne tot timpul legată la minusul sursei, rezultînd în final forma de undă din figura 3.98, *d*. Armonicile de curent şi tensiune sînt mai reduse, pierderile de comutaţie se micşorează la jumătate, în schimb programarea comenzilor pe tiristoarele auxiliare de stingere complică schema de comandă.

3.6. Acţionări cu motoare sincrone trifazate, cu viteză variabilă

Motorul sincron avînd viteza unghiulară ce coincide cu viteza unghiulară de sincronism

$$\Omega_0 = \frac{\omega_1}{p} = \frac{2\pi f_1}{p}$$

atît timp cît cuplul static rezistent la arbore nu depăşeşte cuplul său electromagnetic maxim, rezultă că reglarea vitezei sale poate avea loc numai prin modificarea frecvenţei tensiunilor trifazate de alimentare, de obicei statorice. Modificarea numărului de perechi de poli p ai maşinii, prin procedee similare cu cele de la maşina asincronă, nu poate fi luată în considerare din cauza necesităţii modificării simultane a numărului de perechi de poli atît în stator cît şi în rotor.

În ceea ce priveşte modificarea frecvenţei de alimentare, soluţia cu grupuri rotative de maşini este astăzi învechită, întîlnindu-se doar la ali-

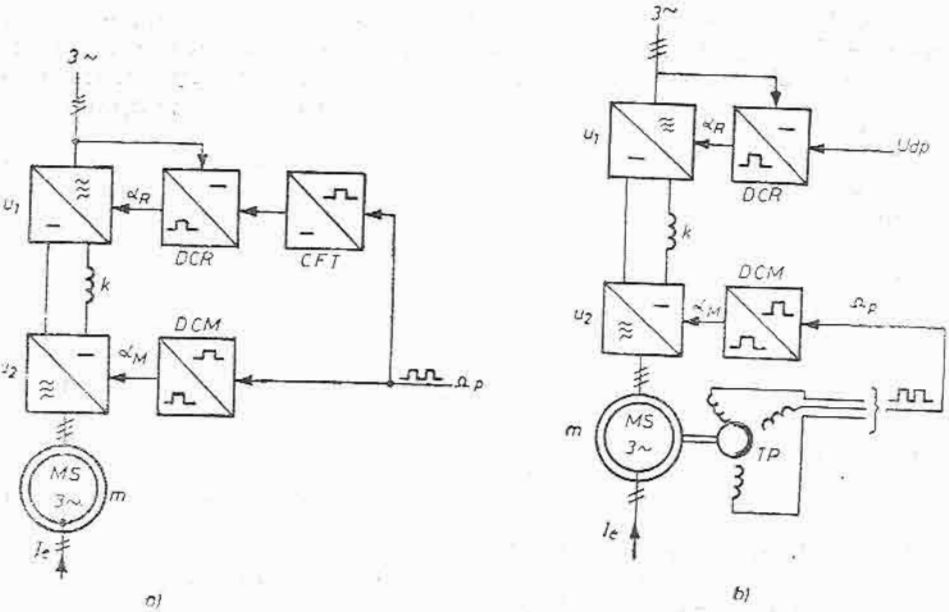


Fig. 3.99. Obţinerea frecvenţei variabile de alimentare la maşinile sincrone trifazate cu convertor de frecvenţă:

a — cu comutaţie externă independentă; *b* — condus de motor; u_1 — redresor; u_2 — invertor; *DCR, DCM* — dispozitive de comandă pe grilă; *CFT* — convertor frecvenţă-tensiune; *TP* — traductor al poziţiei roţii polare.

mentarea motoarelor de acţionare a elicelor navelor, motorul principal fiind Diesel. Se apelează în prezent pe scară din ce în ce mai largă la convertoare de frecvenţă cu comutaţie statică, deşi costul lor este încă important. Acestea se pot împărţi *în convertoare cu comutaţie externă independentă*, la care frecvenţa de ieşire este impusă de un generator de tact independent de reţea (fig. 3.99, *a*) şi în *convertoare conduse de motor*, la care frecvenţa de ieşire este determinată de însuşi motorul sincron (fig. 3.99, *b*).

Comportarea motorului sincron alimentat în frecvenţă variabilă de convertoare din cele două clase fiind diferită de cea clasică, la care alimentarea se face la frecvenţă constantă, iar mutatoarele statice de frecvenţă tinzînd să capete o răspîndire tot mai mare pe măsura ieftinirii elementelor componente, se tratează mai jos funcţionarea motorului sincron trifazat alimentat de la un convertor de frecvenţă din cele două clase.

3.6.1. Motorul sincron trifazat cu convertor de frecvenţă condus de motor

Schema de principiu a unui motor sincron comandat printr-un convertor cu frecvenţă proprie de tact este redată în figura 3.100. Motorul este alimentat printr-un mutator de frecvenţă, compus din redresorul u_1 şi un invertor u_2 cu stingere forţată de la motor. După cum se ştie, la un curent de excitaţie I_0 adecvat, curentul statoric pe fază I_1 este defazat în avans faţă de tensiunea statorică de fază U_1. De aceea, este posibilă şi raţională folosirea invertorului u_2 cu stingere de la reţeaua de ieşire, adică de la motor.

Energia de stingere a invertorului și puterea reactivă de comandă sînt furnizate de mașina supraexcitată cu comportare capacitivă. Impulsurile de comandă ale invertorului, de deosebită importanță pentru funcționarea acestuia, se obțin de la un traductor de poziție a roții polare, de tip inductiv sau optic.

Viteza unghiulară de funcționare în gol Ω_0 a motorului și cuplul electromagnetic sincron M al acestuia, neglijînd rezistența statorică și armonicile superioare, sînt

$$\Omega_0 = \frac{U_{dio} \cos \alpha_R}{C_1 \psi_r \cos \alpha_M} \; ; \qquad M = C_2 \psi_r I_{1f} \cos \varphi \tag{3.110}$$

sau

$$M \simeq C_3 \frac{U_{1f}}{\Omega_0} I_d \cos \varphi. \tag{3.111}$$

Aici s-au notat:

U_{dio} — tensiunea ideală medie redresată furnizată de redresorul $u_1(\alpha_R = 0)$;

I_{1f} — valoarea efectivă a fundamentalei curentului statoric;

I_d — curentul mediu redresat din circuitul intermediar;

ψ_r — fluxul magnetic rezultant pe pol în întrefier;

φ — unghiul de fază dintre armonicile fundamentale ale curentului I_{1f} și tensiunii statorice U_{1f};

α_R, α_M — unghiurile de comandă ale redresorului u_1 și invertorului u_2 (fig. 3.100);

C_1, C_2, C_3 — factori constanți.

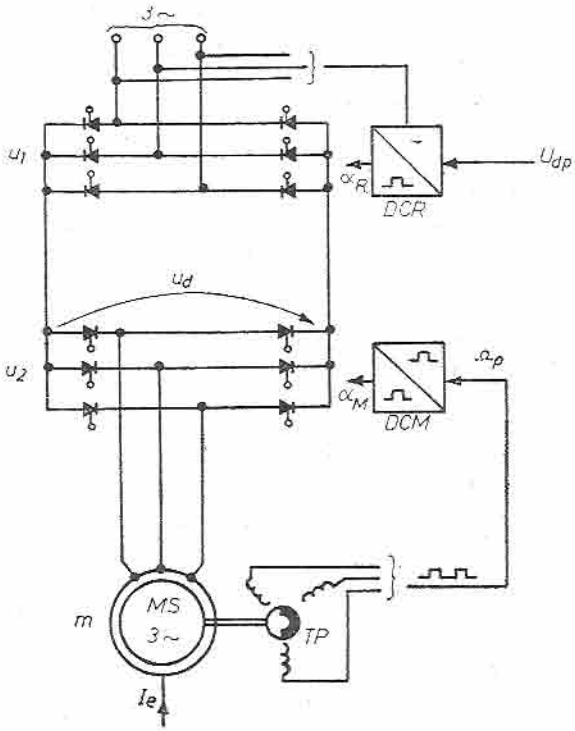


Fig. 3.100. Schema motorului sincron trifazat alimentat de la un convertor de frecvență condus de motor.

Viteza unghiulară de funcționare în gol Ω_0 depinde de unghiul de comandă α_M al invertorului u_2, de tensiunea de alimentare și de fluxul magnetic ψ_r. Pentru ψ_r = const., Ω_0 scade în sarcină datorită creșterii căderilor de tensiune. Modificînd unghiul de comandă α_R al redresorului u_1 putem varia turația motorului. Se vede că motorul se comportă ca un motor de curent continuu cu excitație independentă, ceea ce face ca motorul sincron comandat ca în figura 3.100 să fie privit ca un motor de curent continuu fără colector. Rotorul mașinii de curent continuu corespunde însă statorului mașinii sincrone.

Invertorul u_2 preia funcția unui colector electronic, care cu 6 impulsuri ar avea 6 lamele de colector. Modificarea unghiului de comandă α_M a invertorului corespunde la mașina de curent continuu unei deplasări a periilor.

Mutatorul de rețea u_1 funcționează ca redresor [$\alpha_R \in (0\,;\,90°)$] dacă mașina sincronă lucrează în regim de motor; în această situație mutatorul u_2 se află în regim de invertor ($\alpha_M = 150° \ldots 170°$). Mașina sincronă poate trece în regimul de funcționare de generator, schimbîndu-se sensul energiei active, dacă u_2 funcționează ca redresor ($\alpha_M = 0$) și u_1 ca invertor [$\alpha_R \in (90°\,;\,150° \ldots 170°)$], la același sens de circulație al curentului din circuitul intermediar. Așadar, motorul sincron alimentat de la un convertor de frecvență condus de mașină poate funcționa în unul, două și patru cadrane, fără modificări în partea de putere, cu o comandă adecvată.

Schimbarea sensului de rotație poate avea loc printr-o modificare corespunzătoare a succesiunii impulsurilor pentru comanda mutatorului de rețea u_2. Merită accentuat că nu apare tendința de pendulare a motorului la variațiile de sarcină.

În ce privește pornirea motorului sincron se observă mai întîi că stingerea tiristoarelor mutatorului din partea motorului u_2 este posibilă numai după depășirea unei anumite turații minime, cînd în înfășurările de fază statorice tensiunile electromotoare efective induse sînt suficient de mari. La pornirea motorului, u_2 trebuie să funcționeze ca invertor cu comutație proprie sau mutatorul u_1 să fie comutat periodic din regimul de redresor în cel de invertor, pentru a întrerupe de asemenea periodic, curentul continuu din circuitul intermediar. Cînd s-a atins turația minimă necesară se face trecerea la stingerea de la motor. Procedeul de pornire descris se poate aplica și la porniri grele.

3.6.2. Motorul sincron trifazat cu convertor cu comutație forțată externă independentă

În acest caz, motorul se comportă ca la alimentarea dintr-o rețea rigidă. Turația este legată de frecvența rețelei de alimentare. Pentru alimentarea motorului cu frecvențe pînă la circa 20 Hz se utilizează cicloconvertoare. La variații de frecvență sau de sarcină pot apărea tendințe de pendulare.

Ca fluxul magnetic pe pol să fie constant și egal cu cel nominal, tensiunea efectivă trebuie să fie modificată proporțional cu frecvența, ca la motorul asincron.

În domeniul frecvențelor joase este necesară, pentru compensarea căderilor active de tensiune, o majorare a tensiunii. Caracteristicile mecanice ce se obțin se găsesc în domeniul conținut de liniile punctate (fig. 3.101), pentru diferite valori ale frecvenței statorice. Viteza unghiulară rămîne constantă

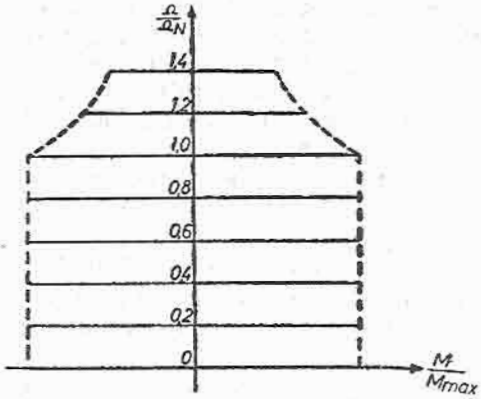


Fig. 3.101. Caracteristicile mecanice ale maşinii sinerone de acţionare comandate în frecvenţă de la un convertor cu comutaţie externă independentă.

pînă la atingerea cuplului maxim sau de răsturnare, depăşirea acestuia scoţînd maşina din sincronism.

Utilizarea acţionărilor cu motoare sincrone comandate în frecvenţă este întîlnită în industria textilă (fabricarea fibrelor sintetice), industria cimentului, industria celulozei şi hîrtiei ş.a.

4. SISTEME DE COMANDĂ ȘI REGLARE AUTOMATĂ A ACȚIONĂRILOR ELECTRICE

4.1. Generalități privind comanda și reglarea acționărilor electrice

Instalațiile de acționare electrică reglabilă trebuie să asigure condițiile tehnice privind variația în timp a vitezei, curentului principal, accelerațiilor la pornire și frînare și, eventual, a altor parametri care caracterizează procesul tehnologic în care se integrează mașina de lucru acționată. Sistemele reglabile de acționare electrică fac parte din clasa proceselor rapide a instalațiilor de automatizare, fiind utilizate în toate domeniile de activitate industrială.

Astfel, de exemplu instalațiile de acționare electrică reglabilă sînt frecvent întîlnite în siderurgie (forjă, laminoare), construcții de mașini (mașini-unelte, poduri rulante), transporturi (benzi rulante, căi cu role, tracțiune electrică), industria minieră (mașini de extracție), industria ușoară (mașini textile, fabrici de hîrtie) și în multe alte sectoare industriale.

În realizarea instalațiilor de acționare electrică reglabilă se utilizează echipamente modulare tipizate, constituind *sisteme unificate*, caracterizate prin semnale standard și o structură funcțională și constructivă modulară. O asemenea soluție prezintă numeroase avantaje, atît pentru proiectant și fabricant, cît și pentru utilizator.

În țara noastră a fost elaborat și asimilat sistemul unificat pentru acționări electrice „UNIDIN", caracterizat prin semnal unificat $\pm$ 10 V cc. față de masă, pe sarcină de 2 kΩ.

Sistemele unificate sînt constituite din următoarele categorii de elemente funcționale:

— *elemente de măsurare — traductoare* — care efectuează conversia mărimii măsurate într-o tensiune de curent continuu a cărei limită de variație trebuie să se încadreze în limitele semnalului unificat:

— *regulatorul* care constituie elementul de prelucrare a informației privind valorile impuse și măsurate ale mărimilor reglate;

— *elemente de comandă* a organelor de execuție care, în cazul acționărilor cu tiristoare, sînt grupate în complexul de comandă pe grilă;

— *dispozitivele electronice de putere* (tiristoare, diode);

— *elemente auxiliare* (surse de alimentare, blocuri logice, elemente prag ș.a.) care asigură desfășurarea corectă a acționării electrice în concordanță cu interblocările impuse de procesul tehnologic.

Realizarea sistemelor unificate a permis elaborarea unor scheme tipice de acţionare electrică reglabilă prin utilizarea de elemente tipizate.

Complexitatea acestor instalaţii depinde de caracterul uni- sau bidirecţional al acţionării, de puterea instalată — sub acest aspect fiind elaborate scheme pentru instalaţii de mică, medie, mare şi foarte mare putere — dar mai ales de condiţiile tehnice în regim dinamic de funcţionare impuse de procesul tehnologic deservit.

Toate schemele, indiferent de scopul şi soluţia aleasă, se compun din două părţi funcţional distincte:

— *partea de forţă* care constă din mutatoarele cu tiristoare pentru alimentarea motorului pe indus sau pe excitaţie, echipamentul de conectare — — deconectare, bobinele de filtrare — limitare şi eventual transformatoare de adaptare a tensiunii reţelei la tensiunea nominală a motorului.

Pentru instalaţii de mică putere se utilizează întreaga gamă de muta. toare complet sau semicomandate, în timp ce pentru instalaţiile de medie şi mare putere sînt utilizate în exclusivitate mutatoare în punte trifazată complet comandată;

— *partea de reglare*, constituită din regulatoare, complexul de comandă pe grilă, blocuri de protecţie şi semnalizare ş.a.

Performanţele sistemelor de reglare automată se stabilesc în funcţie de răspunsul $x_e(t)$ al sistemului, în raport cu forma de variaţie a mărimii perturbatoare.

Calitatea reglării poate fi apreciată în funcţie de eficienţa ei economică În domeniul acţionării electrice eficienţa economică este determinată, în primul rînd, de productivitatea maşinii acţionate şi de calitatea produselor prelucrate.

Prin optimizarea unei acţionări electrice reglate se urmăreşte atingerea indicilor optimi de calitate staţionari şi dinamici. Astfel, de exemplu, la unele instalaţii de reglare prezintă importanţă în primul rînd rapiditatea şi precizia cu care mărimea reglată urmăreşte comenzile date prin intermediul mărimii de intrare (mecanismele laminoarelor reversibile, servomecanisme de poziţie etc.); la alte instalaţii contează mai mult rapiditatea şi precizia cu care se înlătură efectele perturbaţiilor de sarcină (acţionările laminoarelor continue, reglarea tensiunii generatoarelor etc.). Mărimile de intrare şi perturbaţiile apar în unele instalaţii sub formă de variaţii în treaptă, la altele ca variaţii în rampă.

Procesul tranzitoriu pentru variaţia în treaptă a mărimii de intrare x_i de la 0 la x_{io} este reprezentat în figura 4.1. Dacă sistemul ar fi ideal el ar atinge instantaneu regimul staţionar impus de această formă de variaţie a mărimii de intrare şi s-ar obţine o valoare ideală a mărimii de ieşire (x_{ei}) care în cazul considerat în figură este:

$$x_{ei} = x_{ei0} = \text{const.}$$

Desigur că în practică nu se poate realiza un sistem ideal; întotdeauna apare un regim tranzitoriu care face ca mărimea de ieşire să difere de cea ideală. De altfel, în cazul sistemelor reale, chiar după terminarea procesului tranzitoriu mărimea de ieşire nu coincide cu valoarea ideală, de aceea sistemul de reglare realizează în regim staţionar o *valoare prescrisă* a mărimii reglate (x_{ep}) diferită de valoarea ideală. În timpul exploatării sistemului, datorită imperfecţiunilor, acesta realizează valoarea efectivă realizată (x_{es}).

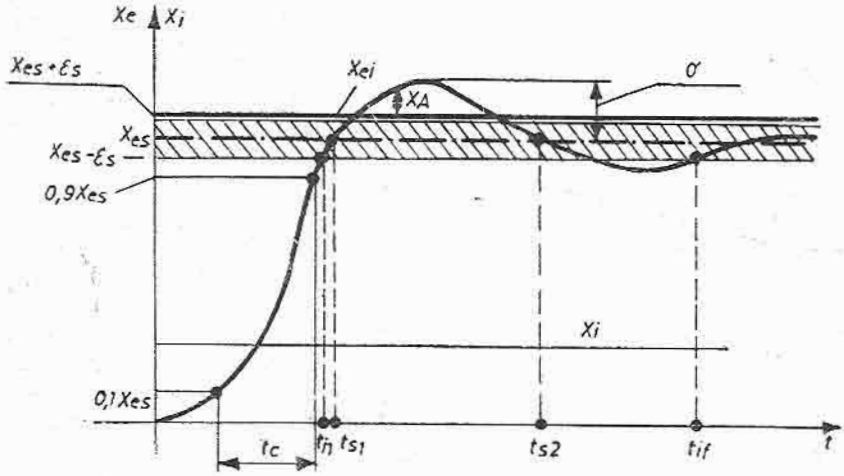


Fig. 4.1. Variația tipică a mărimii de ieșire la un semnal de intrare treaptă.

În baza acestor considerente, rezultă că la ieșirea sistemului trebuie să considerăm la un moment dat trei valori ale mărimii reglate: *valoarea ideală* (x_{ei}), *valoarea prescrisă* (x_{ep}) și *valoarea efectiv realizată* (x_{es}).

Diferența dintre valoarea ideală (x_{ei}) și valoarea reală (x_e) se numește *eroare*:

$$x_\Delta = x_{ei} - x_e.$$

În regim staționar, aceasta devine *eroare staționară*:

$$x_{\Delta s} = x_{ei} - x_{es}.$$

Diferența dintre valoarea prescrisă (x_{ep}) și valoarea reală (x_e) se numește abatere:

$$x_a = x_{ep} - x_e.$$

În regim staționar aceasta devine *abatere staționară*:

$$x_{as} = x_{ep} - x_{es}.$$

Diferența dintre valoarea staționară (x_{es}) și valoarea reală (x_e) se numește *abatere activă*:

$$x_{aa} = x_{es} - x_e.$$

și se anulează în regim staționar, fiind deci egală cu componenta liberă a mărimii reglate.

Se consideră că regimul tranzitoriu încetează cînd curba de variație a lui x_e se încadrează în zona limitată de dreptele trasate la $\pm\, \varepsilon_s\%$ față de x_{es}.

Valorile lui ε_s nu sînt standardizate, fiind cuprinse între (2—5)%.

Principalii indicatori de calitate pentru o acționare automatizată sînt următorii:

Precizia reglării care se exprimă prin abaterea staționară maximă a mărimii reglate de la valoarea prescrisă x_{ep} în combinația cea mai nefavorabilă a mărimilor perturbatoare (sarcină, tensiune de alimentare, temperatură a mediului ambiant etc.).

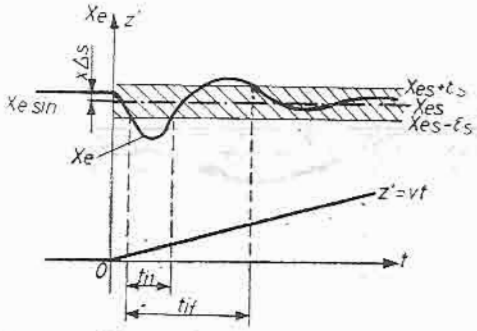


Fig. 4.2. Răspunsul sistemului de reglare la o perturbaţie rampă.

Constanţa reglării se exprimă prin abaterea staţionară maximă a mărimii reglate faţă de o valoare dată stabilită, în combinaţia cea mai defavorabilă a mărimilor perturbatoare, într-un interval de timp precizat.

Astfel, de exemplu, la prelucrarea unei piese pe o maşină-unealtă contează de obicei, mai puţin coincidenţa vitezei cu gradaţia de pe cadranul potenţiometrului valorii prescrise, în schimb are importanţă menţinerea constantă a valorii odată stabilite, în intervalul de timp în care se prelucrează piesa.

Durata procesului tranzitoriu se exprimă prin:

— *Timpul de încadrare final* t_{if} (fig. 4.1) — intervalul de timp care începe odată cu variaţia semnalului de intrare (sau perturbator) şi care determină ieşirea mărimii reglate din plaja $\pm\,\varepsilon$ şi se termină cînd mărimea reglată reintră în această plajă fără a o părăsi. Se poate lua $\varepsilon_s = (2-5)\%$ din x_{es} sau în lipsa altei precizări chiar limitele admise pentru precizia sau constanţa reglării.

— *Timpul de încadrare iniţial* t_{i1} — intervalul de timp care începe odată cu variaţia semnalului de intrare (sau perturbator) şi se termină cînd mărimea reglată reintră prima dată în plaja $\pm\,\varepsilon_s$;

— *Timpul de primă stabilire* t_{s1} — intervalul de timp care începe odată cu variaţia semnalului de intrare (sau perturbator) şi care se termină în momentul în care mărimea reglată atinge prima oară valoarea staţionară x_{es}.

La un sistem suficient de amortizat, t_{s2} sau uneori chiar t_{s1} corespund intrării definitive în plaja

$$x_{es} \pm \varepsilon_s.$$

Coeficientul de depăşire sau suprareglare este raportul dintre depăşirea maximă x_{max} (fig. 4.1) a valorii mărimii reglate şi valoarea staţionară x_{es}:

$$\sigma = \frac{x_{max} - x_{es}}{x_{es}}.$$

Depăşirea poate să ducă la suprasolicitarea şi uzura prematură a utilajului şi instalaţiei.

Gradul de amortizare determină numărul de oscilaţii pînă în momentul în care mărimea reglată intră definitiv în plaja $\pm\varepsilon_s$. Procesul tranzitoriu poate fi complet amortizat, fără nici o oscilaţie, oscilant cu o singură oscilaţie sau oscilant cu 2 sau mai multe oscilaţii.

În figura 4.2 este indicat răspunsul unui sistem de acţionare electrică reglabilă la o perturbaţie în rampă. Această situaţie poate să apară la variaţia în treaptă a cuplului de sarcină a unui motor electric, schemele bloc din figura 4.3, *a* şi *b* fiind echivalente,

$$\Omega(t) = \int_0^t \frac{\Delta M_s}{J}\,dt = \frac{\Delta M_s}{J}\,t = \frac{R_A}{K^2}\,\frac{\Delta M_s}{T_m}\,t = V_0 t,$$

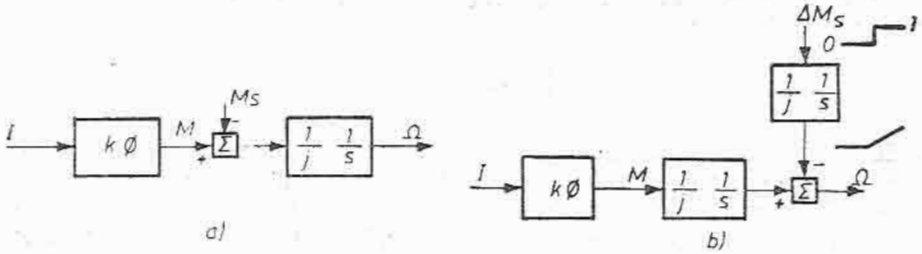


Fig. 4.3. Schemele bloc echivalente ale motorului de curent continuu cu excitație independentă la variația sarcinii M_s.

unde:

$$V_0 = \frac{R_A}{K^2} \frac{\Delta M_s}{T_m} = \frac{\Delta \Omega_s}{T_m} \tag{4.1}$$

cu $\Delta\Omega_s$ căderea de viteză de la mersul în gol la mersul în sarcină la cuplul M_s, în absența reglării.

Din cele de mai sus rezultă că unui sistem de acționare reglabilă i se impun următoarele condiții:

— Precizia și (sau) constanță cît mai bună, ceea ce implică realizarea unui sistem simplu integral în cazul unor intrări sau perturbații raportate la ieșire variind în treaptă, respectiv dublu integral în cazul variației în rampă a acestora.

De precizat că prin folosirea unor sisteme integrale nu se elimină erorile traductoarelor, surselor de referință și de derivă a regulatoarelor, care se raportează toate la intrarea sistemului.

— O durată a procesului tranzitoriu cît mai redusă, fie la semnale de intrare, fie la perturbații, în funcție de specificul tehnologic. În unele cazuri se cere însă o limitare a vitezei de variație a unor parametri (curentul din cauza comutației, vitezei și accelerația la ascensoarele de persoane etc.).

— Coeficientul de depășire redus la intrare sau perturbație specifică a procesului tehnologic respectiv.

— Gradul de amortizare suficient de pronunțat, de exemplu, încadrarea în plaja de toleranțe după o oscilație.

În toate cazurile este necesar să se precizeze în prealabil modul de variație a semnalului de intrare și a diferitelor mărimi perturbatoare, limitele maxime ale acestora în general și într-un interval de timp limitat, în care interesează menținerea constantă a unor parametri reglați.

4.2. Criterii de optimizare utilizate în sinteza acționărilor electrice reglabile

Prin criterii de optimizare se stabilesc relații cantitative între parametrii instalației de acționare reglabilă, parametrii sursei de alimentare (mutatoare) și parametrii motorului, relații care să servească la alegerea optimă a regulatorului. Aceste relații se stabilesc din condiția ca sistemul format din conectarea regulatorului la instalația de acționare reglabilă să îndeplinească anumite condiții de calitate, care pentru acționările electrice se definesc prin mărimile caracteristice ale răspunsului la perturbații treaptă și rampă.

Sinteza optimală a sistemului reglat se reduce la alegerea unui regulator cu funcţia de transfer:

$$Y_R(s) = \frac{Y_{opt}(s)}{Y_{Ext}(s)},$$

unde $Y_{Ext}(s)$ cuprinde funcţiile de transfer ale elementelor existente în exteriorul regulatorului (mutator, motor, circuitul de măsură etc.).

Unul din obiectivele principale care se urmăreşte este rapiditatea de răspuns. Acesteia i se opun elementele inerţiale $1/(1 + sT_k)$ ale motorului şi mutatorului. Inerţia acestora poate fi învinsă, de exemplu, prin compensarea lor cu elemente de anticipare $(1 + sT_k)$ ale regulatoarelor. Fizic această compensare se explică prin forţarea comenzii, datorită intervenţiei componentei diferenţiale sT_k.

Există însă unele constante de timp care sînt principial necompensabile. În această categorie intră timpii morţi ai mutatoarelor (1,7 ... 10 ms în funcţie de numărul de pulsuri redresate), precum şi constantele de timp ale filtrelor de la intrarea regulatoarelor. Aceste filtre au rolul de a atenua armonicele de tensiune ale traductoarelor (de exemplu ondulaţiile datorate colectorului tahogeneratorului), care perturbă funcţionarea regulatoarelor, întrucît depăşesc adeseori ca amplitudine componenta continuă a semnalului de comandă. Astfel, de exemplu, dacă un tahogenerator cu factor de ondulaţie 1% debitează în regulator un curent de reacţie negativă de 1 mA, care se scade din semnalul de referinţă de circa 1 mA, armonicile de curent (în lipsa filtrajului) sînt de circa 10μA faţă de curentul continuu de comandă care este în jur de 1 μA la regulatoarele uzuale.

Compensarea acestor filtre ar echivala cu anihilarea efectului de filtrare. Constantele de timp ale filtrelor depind ca valoare de amplitudinea şi frecvenţa armonicilor; cu cît frecvenţa este mai joasă (de exemplu, bătăi ale tahogeneratorului la viteze reduse, în cazul unei cuplări defectuoase), cu atît constanta de timp de filtrare trebuie să fie mai mare. Valori uzuale pentru filtrarea tensiunii tahogeneratoarelor de curent continuu de calitate şi cuplate corect sînt 5 ... 15 ms, iar a traductoarelor de curent continuu pentru măsurarea curentului continuu provenit dintr-o schemă de redresare cu 6 pulsuri, de 0,5—5 ms. Un efect de filtrare mai bun la o aceeaşi sumă a constantelor de timp se obţine prin folosirea a două filtre RC în cascadă (coeficienţii de filtrare se înmulţesc, pe cînd constantele de timp se însumează).

Se admit în mod uzual următorii indici ai calităţii, apreciaţi pe curba răspunsului la semnal treaptă unitate (fig. 4.1):

— abaterea staţionară să fie nulă;

— stabilirea mărimii reglate să se facă fără oscilaţii;

— stabilirea mărimii reglate să se facă cu un suprareglaj σ_{max} cît mai redus (se admite în mod uzual ca limită maximă a suprareglajului valoarea $\sigma_{max} = 15\%$);

— timpul de răspuns al mărimii reglate să fie cît mai redus.

Ultimele două condiţii enunţate sînt contradictorii; dacă într-o situaţie dată (la funcţii de transfer date ale instalaţiei şi regulatorului) se variază parametrii regulatorului într-un sens sau altul, de exemplu amplificarea, atunci o micşorare a suprareglajului este însoţită de o mărire a timpului de creştere şi invers, o micşorare a timpului de creştere este însoţită de o mărire a suprareglajului. Rezultă deci că în operaţia de ajustare a parametrilor regulatorului trebuie alese acele valori care asigură situaţia cea mai avantajoasă, optimă, între indicii care definesc calitatea sistemului.

4.2.1. Criteriul de optimizare al modulului

Criteriul de optimizare a modulului stabilește corelația între parametrii funcției de transfer a sistemului și răspunsul acestuia la un semnal de intrare treaptă unitară $x_i(t) = 1(t)$, căruia îi corespunde transformata Laplace $X_i(s) = \frac{1}{s}$.

Asemenea situații apar în cazul acționărilor electrice reglabile la orice comandă de modificare a valorii impuse vitezei prin tensiunea de referință a regulatorului de viteză.

Transformata Laplace a mărimii de ieșire este $X_e(s) = Y_0(s) \cdot X_i(s)$, astfel încît, pentru semnal de ieșire treaptă $X_e(s) = \frac{1}{s} Y_0(s)$.

Condiția de eroare staționară nulă conduce la $\lim_{t \to \infty} x_e(t) = 1$, care, aplicînd teorema valorii finale poate fi scrisă $\lim_{s \to 0} sX_e(s) = 1$, adică:

$$\lim_{s \to 0} \frac{Y_d(s)}{1 + Y_r(s)Y_d(s)} = 1 \tag{4.2}$$

Pentru generalizare, funcția de transfer a sistemului se scrie:

$$Y_0(s) = \frac{1}{Y_r(s)} \frac{Y(s)}{1 + Y(s)}, \text{ cu } Y(s) = Y_d(s) \cdot Y_r(s)$$

Condiția (4.2) impune ca funcția de transfer $Y(s)$ să aibă un pol în origine, adică să fie de forma $Y(s) = \frac{1}{s} Y_1(s)$

Este mai comod să fie utilizată în locul funcției de transfer caracteristica de frecvență:

$$Y_0(j\omega) = M(\omega)e^{j\theta(\omega)}$$

unde:

$$M^2(\omega) = Y_0(j\omega)Y_0(-j\omega),$$

iar

$$\theta(\omega) = \operatorname{arc\,tg} \frac{ImY_0(j\omega)}{ReY_0(j\omega)}$$

Condiția (4.2) este echivalentă cu:

$$\lim_{\omega \to 0} M(\omega) = 1. \tag{4.3}$$

Condiția ca sistemul să fie cît mai rapid se poate exprima în mod ideal prin condiția ca el să transmită fără atenuare toată gama de frecvențe, pînă la frecvențe foarte mari, sau

$$\lim_{\omega \to \infty} M(\omega) = 1 \tag{4.4}$$

Condițiile (4.3) și (4.4) ar putea fi îndeplinite simultan dacă s-ar putea realiza un regulator care, conectat în serie cu instalația de automatizat, să realizeze funcția de transfer:

$$Y(s) = Y_R(s)Y_{EX}(s) = \frac{1}{sT_i}, \text{ cu } T_i \to 0, \tag{4.5}$$

unde Y_R este funcția de transfer a regulatorului, iar Y_{EX} este funcția de transfer a instalației de acționare, adică funcția de transfer exterioară regulatorului.

Rezultă:

$$Y_0 = \frac{Y}{1+Y} = \frac{1}{1+sT_i}\Big|_{T_i \to 0} = 1$$

pentru orice s.

Această condiție este practic nerealizabilă din două motive: în primul rînd prezența diverselor elemente inerțiale din sistem împiedică transmiterea frecvențelor mari. Pe de altă parte, realizarea unei game largi de frecvențe neatenuate permite transmiterea prin sistem și a semnalelor perturbatoare; acestea din urmă pot fi eliminate prin micșorarea benzii de frecvență, avînd în vedere că ele au în general componente de frecvență mai ridicată decît semnalele utile.

Condiția (4.5) ideală, se poate înlocui prin condiția ca $M(\omega)$ să rămînă apropiat de valoarea unitate pentru o gamă cît mai largă de frecvențe, fiind necesar ca un număr cît mai mare de derivate ale acestei funcții să se anuleze pentru ω tinzînd spre zero, cu alte cuvinte, $M(\omega)$ să depindă de ω cît mai puțin posibil.

Acesta este practic criteriul de optimizare al modulului.

Pentru sistemele de acționare electrică este caracteristic faptul că ele conțin două, cel mult trei constante mari de timp T_k și un număr redus de constante mici de timp T_p.

Se poate scrie că funcția de transfer a instalației automatizate are forma:

$$Y_{Ex}(s) = \frac{k_{Ext}}{\Pi \cdot (1+sT_k)\Pi(1+2T_p)}. \tag{4.6}$$

Constantele de timp mici pot fi înlocuite printr-o singură constantă de timp egală cu suma lor, eroarea care se face prin această aproximare fiind redusă:

$$T_\Sigma = \Sigma T_p, \tag{4.7}$$

astfel încît, (4.6) se poate scrie:

$$Y_{EX}(s) = \frac{k_{ext}}{\Pi(1+sT_k)(1+sT_\Sigma)}. \tag{4.8}$$

Regulatorul trebuie să aibă comportare integrală și să reproducă pe cît posibil inversul funcției de transfer a obiectului reglat.

Regulatorul care se introduce în circuit poate să aibă funcția de transfer de forma:

$$Y_R(s) = \frac{\Pi(1+s\tau_k)}{sT_i} \tag{4.9}$$

Funcția de transfer a sistemului deschis cuprinzînd și regulatorul este:

$$Y(s) = Y_{EX}(s)Y_R(s) = \frac{k_{EX}\Pi(1+s\tau_k)}{sT_i(1+sT_\Sigma)\Pi(1+sT_k)}. \tag{4.10}$$

Punînd condiția:

$$\tau_k = T_k, \text{ pentru } k = 1, 2, \ldots, n, \tag{4.11}$$

rezultă:

$$Y(s) = \frac{k_{EX}}{sT_i(1 + sT_\Sigma)}. \tag{4.12}$$

Se vede că funcția de transfer are un pol în origine care asigură ca la frecvențe joase modului să aibă o creștere continuă, adică să fie îndeplinită condiția de abatere activă nulă.

Funcția de transfer a circuitului închis este:

$$Y_0(s) = \frac{k_{ext}}{k_{ext} + sT_i(1 + sT_\Sigma)}. \tag{4.13}$$

Modulul acestei funcții se deduce cu ușurință:

$$M^2(\omega) = Y_0(j\omega)Y_0(-j\omega) = \frac{1}{1 - \omega^2\left(2\frac{1}{K_{ext}}T_iT_\Sigma - \frac{1}{K_{ext}^2}T_i^2\right) + \omega^4\frac{1}{K_{EX}^2}T_i^2T_\Sigma^2}.$$

Singurul termen care poate fi anulat este cel de pe lîngă ω^2, anularea coeficientului lui ω^4 ar conduce la $T_\Sigma = 0$, adică la anihilarea efectelor de filtrare.

Rezultă:

$$T_i = 2k_{ext}T_\Sigma. \tag{4.14}$$

Această condiție, împreună cu (4.11) reprezintă relațiile de calcul ale parametrilor regulatorului optimizat prin criteriul modulului.

În tabelul 4.1 sînt indicate valorile de ajustare ale regulatoarelor optimizate prin criteriul modulului în situațiile cele mai des întîlnite practic.

Se observă că pentru un sistem de reglare optimizat după modul, există întotdeauna relațiile:

$$Y(s) = \frac{1}{2 \cdot sT_\Sigma(1 + sT_\Sigma)} \tag{4.15}$$

$$Y_0(s) = \frac{1}{1 + s\,2T_\Sigma + s^2 2T_\Sigma^2}. \tag{4.16}$$

Răspunsul sistemului optimizat, la un semnal treaptă unitară, se obține plecînd de la funcția imagine a mărimii de ieșire:

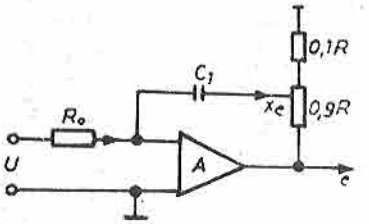
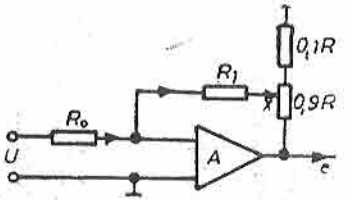
$$X_e(s) = \frac{1}{1 + 2T_\Sigma^2 s + 2T_\Sigma^2 s^2}X_i(s)$$

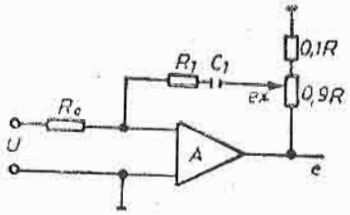
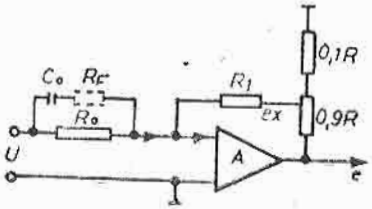
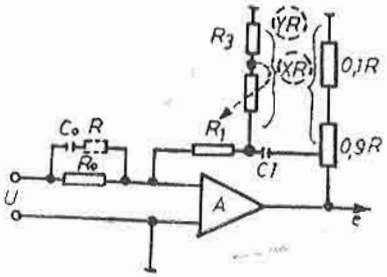
sau

$$X_e(s) = \frac{1}{s(1 + 2T_\Sigma s + 2T_\Sigma^2 s^2)}$$

TABELUL 4.1

Ajustarea regulatoarelor prin criteriul modulului

Nr. crt.	Funcţia de transfer exterioară regulatorului	Funcţia de transfer a regulatorului	Schema regulatorului	Parametrii regulatorului	Ajustarea parametrilor regulatorului
0	1	2	3	4	5
1.	$\frac{K_{ext}}{1 + sT_{\Sigma}}$	$\frac{1}{s\tau_i}$		$\tau_i = \varkappa R_0 C_1$	$\tau_i = 2K_{ext}T_{\Sigma}$
2.	$\frac{K_{ext}}{sT_1(1 + sT_{\Sigma})}$	K_R		$K_R = \frac{1}{\varkappa} \frac{R_1}{R_0}$	$K_R = \frac{T_1}{2K_{ext}T_{\Sigma}}$

3.	$\dfrac{K_{ext}}{(1+sT_1)(1+sT_\Sigma)}$	$\dfrac{1+s\tau_1}{s\tau_i}$		$\tau_1 = xR_1C_1$ $\tau_i = R_0C_1$	$\tau_1 = T_1$ $\tau_i = 2K_{ext}T_\Sigma$ Obs. Pentru $T_1 \geqslant T_\Sigma$ se pot aplica relațiile de la 2.
4.	$\dfrac{K_{ext}}{sT_1(1+sT_2)(1+sT_\Sigma)}$	$K_R(1+sT_d)$		$K_R = \dfrac{1}{x}\dfrac{R_1}{R_0}$ $T_d = (R_0+R_1)C_0$	$K_R = \dfrac{T_1}{2K_{ext}T_\Sigma}$ $T_d = T_2$
5.	$\dfrac{K_{ext}}{1+sT_1)(1+sT_2)(1+sT_\Sigma)}$	$\dfrac{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}{s\tau_i}$		$\tau_1 = R\gamma C_1\left[1+\dfrac{x(1-x)R}{\gamma R}\right]$ $\tau_2 = (R_0+R_1)C_0$ $\tau_i = xR_0\gamma C_1$ $\gamma = \dfrac{YR_3}{R_1+YR_3}$	$\tau_1 = T_1$ $\tau_2 = T_2$ $\tau_i = 2K_{ext}T_\Sigma$ Obs. Pentru $T_1 \geqslant T_\Sigma$ se pot aplica relațiile de la 4.

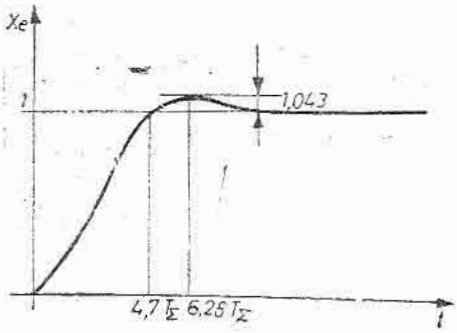


Fig. 4.4. Răspunsul sistemului optimizat prin criteriul modulului.

căreia îi corespunde:

$$x_e(t) = 1 - \sqrt{2}e^{-\frac{t}{2T_\Sigma}}\cos\left(\frac{t}{2T_\Sigma} - \frac{\pi}{4}\right). \tag{4.17}$$

Variația în timp a mărimii de ieșire este redată în figura 4.4.

Timpul de primă stabilire se obține punînd $x_e(t_{s1}) = 1$ adică:

$$\sqrt{2}\,e^{-\frac{t_{s1}}{2T_\Sigma}}\cos\left(\frac{t_{s1}}{2T_\Sigma} - \frac{\pi}{4}\right) = 0$$

sau

$$\frac{t_{s1}}{2T_\Sigma} - \frac{\pi}{4} = \pm\frac{\pi}{2} + 2K\pi,$$

de unde:

$$t_{s1} = 4{,}72\ T_\Sigma \quad \text{și} \quad t_{s2} = 11T_\Sigma. \tag{4.18}$$

Timpul corespunzător suprareglării maxime se obține anulînd derivata:

$$\frac{dx_e}{dt} = +\frac{\sqrt{2}}{2T_\Sigma}e^{-\frac{t\sigma}{2T_\Sigma}}\cos\left(\frac{t\sigma}{2T_\Sigma} - \frac{\pi}{4}\right) + \frac{\sqrt{2}}{2T_\Sigma}e^{-\frac{t\sigma}{2T_\Sigma}}\sin\left(\frac{t\sigma}{2T_\Sigma} - \frac{\pi}{4}\right) = 0.$$

Se obține $t_\sigma = 2\pi T_\Sigma$, valoare pentru care rezultă suprareglarea:

$$\sigma = x_e(2\pi T_\Sigma) - 1 = -\sqrt{2}\,e^{-\pi}\cos\left(\pi - \frac{\pi}{4}\right) = e^{-\pi} = 0{,}043. \tag{4.19}$$

Deci, suprareglarea este de 4,3%.

4.2.2. Criteriul de optimizare al simetriei

Prin criteriul simetriei se asigură o abatere staționară nulă și un regim dinamic optim, apreciat după răspunsul la semnal rampă. O asemenea situație se întîlnește, de exemplu, în cazul reglării vitezei unui motor căruia i se aplică brusc (prin procesul acționat) un salt ΔM_s de sarcină.

Condiția de abatere staționară nulă se scrie din teorema valorii finale, însă exprimînd eroarea sistemului:

$$e(t)|_{t\to\infty} = sE(s)|_{s\to 0} = 0. \tag{4.20}$$

Eroarea staționară se exprimă prin:

$$e(t)|_{t\to\infty} = s[X_i(s) - X_e(s)]|_{s\to 0} = s\frac{1}{1+Y(s)}X_i(s)\Big|_{s\to 0} = \frac{1}{1+Y(s)}\frac{1}{s}\Big|_{s\to 0} = 0 \tag{4.21}$$

unde $X_i(s) = \frac{1}{s^2}$ este transformata Laplace a semnalului rampă aplicat la intrare.

Pentru realizarea condiţiei (4.20) este necesar ca funcţia de transfer a sistemului deschis, format din instalaţia de acţionare înseriată cu regulatorul, să aibă doi poli în origine.

Criteriul de optimizare al simetriei asigură realizarea acestei condiţii şi se aplică în cazurile în care obiectul reglat prezintă un caracter integral sau constante de timp mari, care pot fi considerate ca elemente integrale, comparativ cu suma constantelor de timp mici, T_Σ. În acest caz se admite aproximarea:

$$\frac{1}{1 + sT_\Sigma} = \frac{1}{sT_\Sigma}. \tag{4.22}$$

Acţionărilor electrice cu tiristoare, aşa după cum s-a mai arătat, le sînt caracteristice două constante mari de timp — constanta electromecanică T_m şi constanta electrică a circuitului indusului T_d — şi constante mici de timp — — constantele de timp ale mutatorului şi filtrelor — care pot fi înlocuite prin constanta de timp echivalentă T_Σ, necompensabilă.

Ca urmare, funcţia de transfer exterioară regulatorului este de forma:

$$Y_{ext}(s) = \frac{k_{ext}}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)(1 + sT_\Sigma)} = \frac{k_{ext}}{sT_1(1 + sT_2)(1 + sT_\Sigma)}.$$

Regulatorul este deci de tip PID cu funcţia de transfer:

$$Y_R(s) = \frac{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)}{s\tau_i}$$

cu ajustarea iniţială $\tau_2 = T_2$.

Funcţia de transfer pe calea directă devine:

$$Y_d(s) = \frac{1 + s\tau_1}{s\tau_i} \frac{k_{ext}}{sT_1(1 + sT_\Sigma)}. \tag{4.23}$$

căreia, în ipoteza unei funcţii de transfer unitare pe calea de reacţie, îi corespunde:

$$Y_0(s) = \frac{1 + s\tau_1}{s^2h(1 + sT_\Sigma) + (1 + s\tau_1)}, \tag{4.24}$$

unde:

$$h = \frac{\tau_i T_1}{k_{ext}} \tag{4.25}$$

Modulul caracteristicii de frecvenţă devine:

$$M^2(\omega) = \frac{1 + \omega^2\tau_1^2}{1 + (\tau_1^2 - 2h)\omega^2 + h(h - 2\tau_1 T_\Sigma)\omega_4 + h^2T_\Sigma^2\omega^6}.$$

Pot fi anulaţi termenii în ω^2 şi ω^4 de la numitorul funcţiei de transfer:

$$\tau_1^2 - 2h = 0 \text{ şi } h - 2\tau_1 T_\Sigma = 0.$$

Ţinînd seama de (4.25) se obţine:

$$\tau_1 = 4T_\Sigma \tag{4.26}$$

$$\tau_i = 8k_{ext}\frac{T_\Sigma^2}{T_1} \tag{4.27}$$

care împreună cu ajustarea iniţială:

$$\tau_2 = T_2 \tag{4.28}$$

constituie condiţiile rezultate din aplicarea criteriului de optimizare al simetriei.

Dacă funcţia de transfer a regulatorului se prezintă sub forma:

$$Y_R(s) = K_R\left(1 + \frac{1}{T_i s} + sT_d\right)$$

valorile de ajustare devin:

$$K_R = \frac{1}{K_{ext}}\,\frac{T_1}{2T_\Sigma}\,\frac{T_2 + 4T_\Sigma}{4T_\Sigma} \tag{4.29}$$

$$T_i = T_2 + 4T_\Sigma \tag{4.30}$$

$$T_d = \frac{4T_\Sigma T_2}{T_2 + 4T_\Sigma} \tag{4.31}$$

Valorile de ajustare ale regulatoarelor optimizate prin criteriul simetriei (regulatoarele de viteză) pentru cazurile frecvente sînt indicate în tabelul 4.2.

Prin înlocuirea relaţiilor (4.26—4.28) în expresia funcţiei de transfer a circuitului închis, aceasta capătă forma standard valabilă pentru orice sistem ajustat după criteriul simetriei:

$$Y_0(s) = \frac{1 + s4T_\Sigma}{1 + s4T_\Sigma + s^2 8T_\Sigma^2(1 + 2T_\Sigma)}\,. \tag{4.32}$$

În această situaţie, transformata Laplace a erorii este dată de:

$$E(s) = X_e(s) - X_i(s) = X_i(s)\,[Y_0(s) - 1].$$

unde $X_i(s) = \frac{V_0}{s^2}$.

Rezultă:

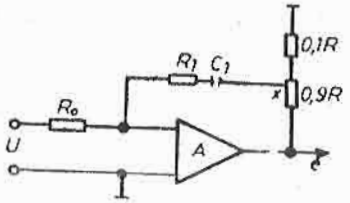
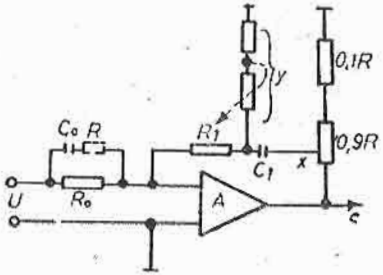
$$E(s) = V_0\,\frac{8T_\Sigma^2(1 + T_\Sigma s)}{1 + 4T_\Sigma^2 s + 8T_\Sigma^2 s^2(1 + sT_\Sigma)} \tag{4.33}$$

căreia îi corespunde în domeniul timpului

$$e(t) = 2V_0T_\Sigma\left[e^{-\frac{t}{2T_\Sigma}} - 2e^{-\frac{t}{4T_\Sigma}}\cos\left(\frac{\sqrt{3}t}{4T_\Sigma} + \frac{\pi}{3}\right)\right] \tag{4.34}$$

TABELUL 4.2.

Ajustarea regulatoarelor prin criteriul simetriei

Nr. crt.	Funcția de transfer exterioară regulatorului	Funcția de transfer a regulatorului	Schema regulatorului	Parametrii regulatorului	Ajustarea parametrilor regulatorului
0	1	2	3	4	5
1.	$\dfrac{k_{ext}}{sT_1(1+sT_\Sigma)}$	$\dfrac{1+s\tau_1}{s\tau_i}$		$\tau_1 = xR_1C_1$ $\tau_i = R_0C_1$	$\tau_1 = 4T_\Sigma$ $\tau_i = 2K_{ext}T_\Sigma\dfrac{4T_\Sigma}{T_1}$
2.	$\dfrac{k_{ext}}{sT_1(1+sT_2)(1+sT_\Sigma)}$	$\dfrac{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}{s\tau_i}$		$\tau_1 = R\gamma C_1\left[1+\dfrac{x(1-x)R}{R\gamma}\right]$ $\tau_2 = (R_0+R_1)C_0$ $\tau_i = xR_0\gamma C_1$ $\gamma = \dfrac{yR_3}{R_1+yR_3}$	$\tau_1 = T_2$ $\tau_2 = T_\Sigma$ $\tau_i = 2K_{ext}\ T_\Sigma\dfrac{4T_\Sigma}{T_1}$

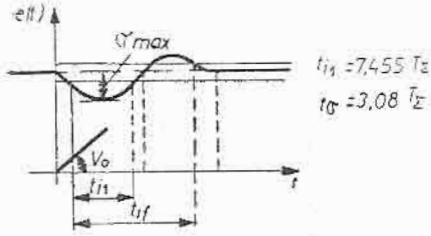


Fig. 4.5. Variaţia erorii de viteză pentru un sistem optimizat prin criteriul simetriei.

Variaţia erorii este indicată în figura 4.5.

Suprareglarea maximă are valoarea $\sigma_{max} = 1.78\ v_0 T_\Sigma$, cu $v_0 = \frac{\Delta\Omega_s}{T_m}$, pentru $t_\sigma = 3{,}08 T_\Sigma$. Rezultă că dacă $\frac{T_\Sigma}{T_m} > 0{,}56$ eroarea tranzitorie σ_{max} depăşeşte eroarea staţionară $\Delta\Omega_s$ a sistemului nereglat. O asemenea situaţie se întîlneşte în cazul instalaţiilor de reglare automată a vitezei cu limitare de curent în acţionarea motoarelor cu inerţie redusă, utilizate la instalaţiile maşinilor-unelte cu comandă program. O asemenea instalaţie va fi prezentată în paragraful 4.6.

Răspunsul la semnal de intrare treaptă este cel din figura 4.6., curba *1* (x_e fiind exprimat în valori relative). Suprareglajul mare nu este datorat gradului de oscilaţie al numitorului, ci prezenţei zeroului de la numărătorul funcţiei de transfer (4.32). Pentru evitarea acestui suprareglaj se poate introduce semnalul de intrare prin intermediul unui filtru de constantă de timp $4T_\Sigma$ ca în figura 4.7 în care caz răspunsul este dat de curba *2*. Prin introducerea acestui filtru se compensează zeroul funcţiei de transfer.

În aceste condiţii, funcţia de transfer (4.32) devine:

$$Y_0(s) = \frac{1}{1 + 4T_\Sigma s + 8T_\Sigma s^2(1 + sT_\Sigma)}$$

iar răspunsul sistemului la perturbaţie treaptă:

$$x_e(t) = 1 - e^{-\frac{t}{2T_\Sigma}} - \frac{2}{\sqrt{3}}\, e^{-\frac{t}{4T_\Sigma}} \sin \frac{\sqrt{3}\, t}{4T_\Sigma} \qquad (4.35)$$

Şi poate fi construit punct cu punct (curba *2* din figura 4.6) conducînd la $t_{s1} = 7{,}6T_\Sigma$, $t_{s2} = 14{,}5T_\Sigma$ şi o suprareglare redusă la 8,146%

O altă modalitate de reducere a suprareglării, o constituie aplicarea semnalului de referinţă prin intermediul unui bloc integrator, care transformă semnalul treaptă în semnal rampă $v_0 t$.

Alegerea tipului de regulator şi a parametrilor acestuia, aplicînd criteriile de optimizare, se face diferit în funcţie de procedeul de reglare adoptat

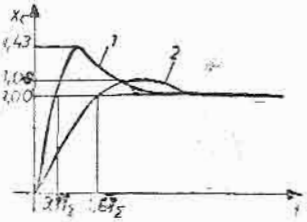


Fig. 4.6. Răspunsul la semnal treaptă pentru un sistem optimizat prin criteriul simetriei fără filtru (curba 1) şi cu filtru pe calea de intrare (curba 2).

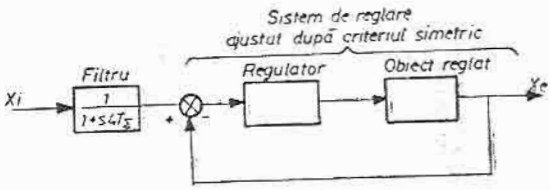


Fig. 4.7. Filtru pe calea de intrare pentru micşorarea suprareglării la semnal treaptă.

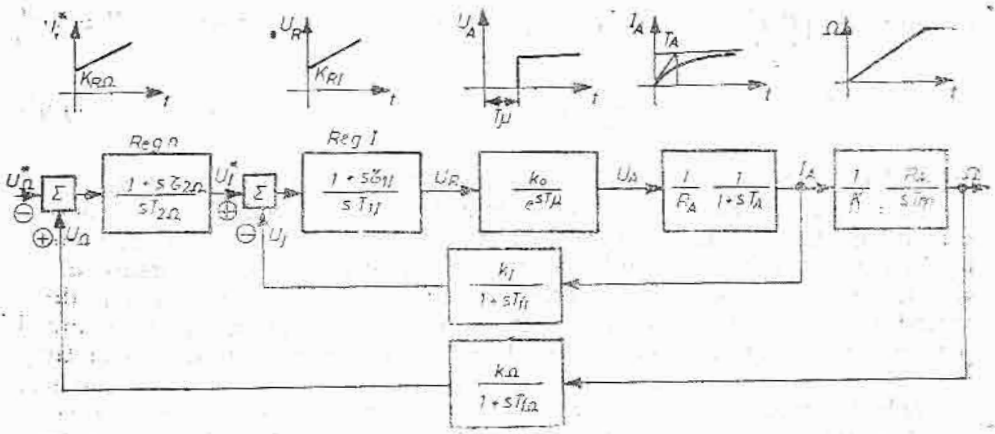


Fig. 4.8. Schema bloc a reglării în cascadă a curentului şi vitezei unui motor de curent continuu cu excitaţie independentă.

În acţionările electrice, pe lîngă reglarea parametrului principal (de exemplu viteza de rotaţie a motorului) se impune şi limitarea unuia sau mai multor parametri secundari, limitări prin care se asigură protejarea motorului şi utilajului împotriva unor suprasolicitări mecanice (cuplu, acceleraţie), electrice (curent şi flux pentru comutaţie, tensiune pentru izolaţie etc.) în procesele tranzitorii.

Cazul clasic este acela al reglării vitezei cu limitarea curentului din indus, prin *conectarea în cascadă* a regulatoarelor de viteză şi de curent.

În figura 4.8 este indicată schema bloc a unei asemenea instalaţii, motorul electric de curent continuu cu excitaţie independentă fiind alimentat de la un mutator cu tiristoare, funcţiile de transfer ale motorului corespunzînd pentru $T_m \gg T_A$.

Funcţiile de transfer $\frac{K_I}{1 + sT_{fi}}$ şi $\frac{k_\Omega}{1 + sT_{f\Omega}}$ corespund traductoarelor de curent şi turaţie, iar funcţia de transfer $\frac{k_0}{e^{sT\mu}}$ corespunde mutatorului cu tiristoare.

Într-adevăr, caracteristicile statice de transfer ale blocurilor de comandă pe grilă, indiferent de soluţia adoptată în realizarea acestora, sînt caracterizate printr-o dependenţă liniară (vezi şi fig. 4.9) dintre unghiul de comandă α şi tensiunea de comandă u_R furnizată de regulatorul de curent:

$$\alpha = \beta u_R + \alpha_0. \qquad (4.36)$$

Panta β a acestor caracteristici este determinată de tipul blocului de comandă pe grilă utilizat; $\alpha_0 \geqslant \pi$ pentru schemele fără curenţi de circulaţie şi $\alpha_0 = \frac{\pi}{2}$ pentru schemele reversibile cu curenţi de circulaţie, valorile mai mari decît 90° corespunzînd schemelor reversibile cu curenţi reduşi de circulaţie. Funcţia de transfer a dispozitivelor

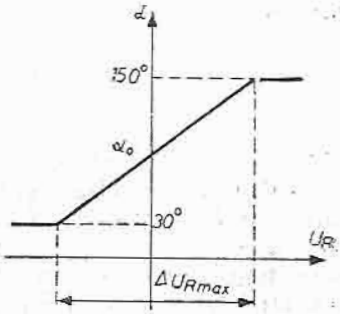


Fig. 4.9. Caracteristica statică de transfer a complexului de comandă pe grilă.

de comandă pe grilă este dată de panta caracteristicii statice de transfer:

$$Y_{DCG}(s) = \beta = \frac{\frac{2\pi}{3}}{\Delta u_{max}}, \tag{4.37}$$

unde Δu_{max} este plaja de variaţie totală a tensiunii de comandă u_R.

În regim dinamic funcţionarea mutatorului comandat este caracterizată de un timp mort T_μ consecinţă a caracterului aleatoriu al momentului în care se aplică comanda de variaţie a unghiului de amorsare α. În situaţia în care comanda de variaţie a unghiului este dată imediat după aprinderea tiristorului unei faze, executarea acesteia devine efectivă numai pentru faza următoare, ceea ce conduce la o întîrziere maximă (deci timp mort) de T/m în funcţionarea mutatorului. Evident că în situaţia cea mai favorabilă comanda de modificare a unghiului de amorsare este dată exact înaintea aprinderii tiristorului fazei luată în consideraţie, întîrzierea fiind în acest caz nulă.

În expresia funcţiilor de transfer se consideră o valoare statistică a acestei întîrzieri, rezultată din media acestor două valori extreme:

$$T_\mu = \frac{1}{2}\frac{T}{m} = \frac{1}{2}\frac{1}{f}\frac{1}{m}, \tag{4.38}$$

şi are valorile de 5 ms; 3,3 ms, respectiv 1,67 ms pentru $m = 2{,}3$, respectiv, 6.

Tensiunea medie redresată este proporţională cu cos α conform relaţiei:

$$U_A = U_{A0} \cos \alpha,$$

astfel încît, funcţia de transfer a mutatoarelor complet comandate pentru care se consideră mărime de intrare variaţia tensiunii de comandă Δu_R, iar mărime de ieşire variaţia tensiunii medii redresate devine:

$$Y(s) = \beta U_{A0} e^{-sT_\mu} \sin \alpha. \tag{4.39}$$

Se observă că funcţia de transfer depinde de valoarea unghiului α, uzual operîndu-se cu valoarea maximă. Datorită valorilor mici ale timpului mort T_μ, prin dezvoltarea în serie a funcţiei e^{-sT_μ} şi neglijînd termenii de ordin superior, funcţia de transfer a mutatoarelor comandate, care se utilizează curent în calcule, este:

$$Y(s) = \frac{\beta U_{A0}}{1 + sT_\mu} = \frac{K_0}{1 + sT_\mu}, \tag{4.40}$$

unde $K_0 = (2\pi/3\Delta u_{max}) \cdot U_{A0}$, după cum rezultă din figura 4.9.

Valoarea prescrisă a curentului este dată de tensiunea de ieşire a regulatorului de turaţie U_I^*. La creşterea bruscă a sarcinii viteza motorului tinde să scadă, abaterea de turaţie comandă regulatorul de turaţie, care prescrie regulatorului de curent o valoare impusă mărită a curentului, turaţia revenind la valoarea iniţială. Limitarea curentului se obţine prin limitarea valorii sale prescrise, adică a tensiunii de ieşire a regulatorului turaţiei, fie prin saturaţia amplificatorului său, fie printr-un circuit separat de limitare.

Bucla de reglare a curentului principal are în ipoteza $T_m \gg T_A$ funcția de transfer:

$$Y_{ext\,I}(s) = \frac{\frac{1}{R_A} K_0 K_I}{(1 + sT_A)(1 + sT_{\Sigma I})},$$

unde $T_{\Sigma I} = T_\mu + T_{fi}$.

Regulatorul ales prin criteriul modulului este de tip PI cu funcția de transfer:

$$Y_{RI}(s) = \frac{1 + s\tau_{1I}}{sT_{1I}}$$

cu ajustările:

$$\tau_{1I} = T_A \quad \text{și} \quad T_{1I} = 2\frac{K_0 K_1}{R_A}(T_\mu + T_{fi}).$$

Circuitul de reglare a curentului, optimizat după criteriul modulului, are numitorul funcției de transfer:

$$1 + s2T_{\Sigma I} + s^2 2T_{\Sigma I}^2 = (1 + sT_1)(1 + sT_2),$$

unde T_1 și T_2 au valori complexe conjugate. Suma „constantelor de timp" a acestei expresii este $T_1 + T_2 = 2T_{\Sigma I}$ încît bucla de reglare a curentului intră în bucla de reglare a turației ca un simplu element inerțial, cu o constantă de timp echivalentă cu $2T_{\Sigma I}$.

Funcția de transfer a buclei de viteză, exterioară regulatorului, este deci:

$$Y_{ext}(s) = \frac{\frac{1}{K} R_A K_\Omega K_{eI}}{sT_m(1 + sT_{\Sigma\Omega})}$$

cu $T_{\Sigma\Omega} = 2T_{\Sigma I} + T_{f\Omega} - T_{fI}$ și $K_{eI} = \frac{I_p}{U_I^*}$, unde I_p este curentul de pornire ales și U_I^* — valoarea prescrisă regulatorului de curent.

Regulatorul de viteză ales prin criteriul simetriei este tot de tip PI,

$$Y_{R\Omega}(s) = \frac{1 + s\tau_{2\Omega}}{sT_{2\Omega}}$$

cu ajustările $\tau_{2\Omega} = 4T_{\Sigma\Omega}$ și $T_{2\Omega} = 8\frac{R_A K_\Omega K_{eI}}{K} \cdot \frac{T_{\Sigma\Omega}^2}{T_m}$.

Valoarea impusă regulatorului de viteză se aplică printr-un filtru de constantă de timp $T_f^* = 4T_{\Sigma\Omega}$.

În general, reglarea în cascadă se caracterizează prin aceea că regulatoarele diferitelor mărimi fizice sînt legate în cascadă în așa fel încît mărimea de ieșire a fiecăruia dintre regulatoare constituie mărimea prescrisă pentru regulatorul următor.

Buclele de reglare rezultă din înlănțuirea cauzală a mărimilor respective: variația tensiunii sursei de curent continuu are ca efect variația

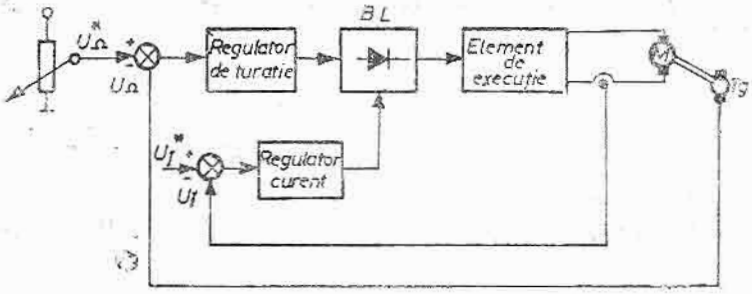


Fig. 4.10. Reglarea paralelă.

curentului prin indusul motorului, cu întîrzierea cauzată de constanta de timp electrică a circuitului acestuia; curentul, deci cuplul motorului, are ca efect accelerarea vitezei de rotaţie.

În instalaţiile pentru care $T_{\Sigma\Omega}$ este mai mare decît 0,56 T_m, situaţie întîlnită în acţionările care utilizează motoare cu inerţie redusă, reglarea în cascadă conduce la o suprareglare mare, care depăşeşte eroarea staţionară a motoarelor fără reglaj de viteză. În aceste cazuri, se adoptă reglarea paralelă.

Reglarea paralelă constă în aceea că fiecărei mărimi reglate i se asociază cîte un regulator (fig. 4.10), ieşirile acestora fiind cuplate prin circuite logice astfel încît să lucreze în fiecare moment regulatorul potrivit.

Fiecare circuit de reglare poate fi optimizat separat. Pentru ca să se obţină rezultatele optime cu un regulator de turaţie PID, este necesar ca numărul constantelor de timp să nu depăşească 2, ceea ce se realizează numai în cazul alimentării pe indus prin redresoare comandate.

4.3. Sisteme de acţionare electrică reglabile nereversibile

Acţionările nereversibile se întîlnesc în numeroase aplicaţii industriale cum sînt cele din industria constructoare de maşini (acţionarea principală a unor maşini-unelte), industria uşoară (maşini de extrudere, maşini textile), industria lemnului, industria poligrafică ş.a. Asemenea procese, deşi solicită instalaţiei de acţionare asigurarea unui singur sens de rotaţie, impun însă condiţii severe în ceea ce priveşte reglarea rapidă a vitezei şi curentului, precizie şi fiabilitate ridicată în funcţionare. Aceste condiţii pot fi îndeplinite numai prin utilizarea unor instalaţii care să asigure comportarea optimală a parametrilor şi indicatorilor dinamici.

Pentru exemplificare, în figura 4.11 este prezentată schema electrică de principiu a unei instalaţii nereversibile realizate pe partea de forţă cu un mutator monofazat în punte, schema bloc corespunzătoare fiind indicată în figura 4.8.

În partea de reglare identificăm sursa de tensiune stabilizată *SS*, regulatorul de viteză p_1 şi regulatorul de curent p_2, dispozitivul de comandă pe grilă integrat p_3, transformatorul de sincronizare m_1, traductoarele de viteză *TG* şi de curent f_1, reactanţele de alimentare K_1, K_2 şi bobina de filtrare *K*.

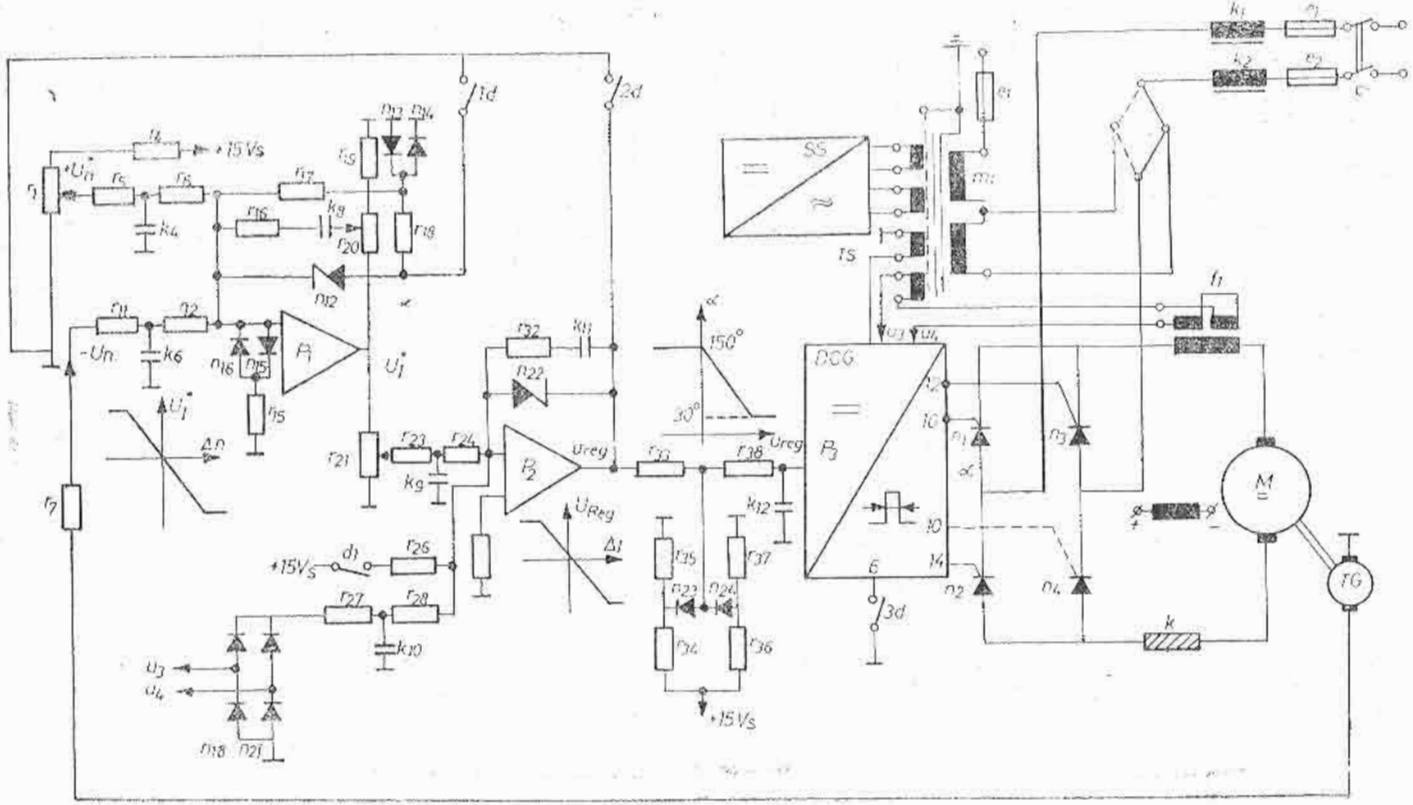


Fig. 4.11. Schema electrică de principiu pentru o instalaţie nereversibilă.

Sursa de tensiune stabilizată furnizează tensiuni continue stabilizate de ± 15 V şi nestabilizate de ± 24 V. Valoarea impusă de viteză este stabilizată prin potenţiometrul r_1.

Reglarea limitei de curent se realizează prin rezistenţa r_{21}. Regulatorul de curent, în funcţie de valoarea abaterii formate prin însumarea algebrică a semnalului de referinţă U_I^* şi a semnalului U_I furnizat de traductorul de curent realizat cu traductorul f_1 şi puntea cu diode $n_{18} \ldots n_{21}$, aplică dispozitivului de comandă pe grilă tensiunea continuă de comandă u_c care variază între 0 şi +8,5 V.

Dispozitivul de comandă pe grilă integrat aplică pe grila tiristoarelor impulsuri de comandă a căror decalare faţă de sinusoida de sincronizare variază liniar cu tensiunea de comandă furnizată de regulatorul de curent. Limitele de variaţie a unghiului de comandă se pot fixa prin modificarea rezistenţelor r_{36} şi r_{35}, mutatorul funcţionînd în regim de redresor maxim la $\alpha = 30°$ el., ceea ce corespunde, de exemplu, la valoarea de 8,5 V a tensiuni de ieşire a regulatorului de curent.

Caracteristicile statice de transfer ale celor trei elemente principale din schema de comandă (regulatoarele de turaţie şi curent şi DCG) sînt indicate, de asemenea, în schemă.

Regulatoarele de curent şi viteză utilizează intrările inversoare ale amplificatoarelor operaţionale, astfel încît, tensiunile lor de ieşire sînt de polaritate contrară abaterii.

Regulatorul de viteză funcţionează în zona liniară pînă la tensiunea de saturaţie, valoare care se fixează printr-un circuit de limitare.

Funcţionarea schemei constă în următoarele: motorul fiind în repaus, la aplicarea unei tensiuni pozitive U_Ω^* la intrarea regulatorului de viteză, tensiunea U_I^* obţinută la ieşirea acestuia este constantă pe toată durata pornirii, deoarece regulatorul funcţionează în regiunea de saturaţie a caracteristicii statice de transfer. În tot acest timp, tensiunea U_I^* aplicată intrării regulatorului de curent rămîne constantă şi bucla inferioară de curent funcţionează complet independent, căutînd să aducă şi să păstreze curentul principal I_A la valoarea limită prestabilită prin circuitul de limitare.

Menţinerea constantă a curentului se realizează dinamic, regulatorul de curent comandînd variaţia continuă a unghiului de comandă α, astfel încît, în permanenţă, $U_{A0} \cos \alpha - E_A = I_{A\,lim} \cdot R_A$.

Rezultă că pornirea are loc la curent constant aşa cum se arată în figura 4.12 în care curentul este limitat, spre exemplificare la 3 I_{AN}. Pentru comparaţie, în aceeaşi figură se arată evoluţia curentului I_A în cazul unei

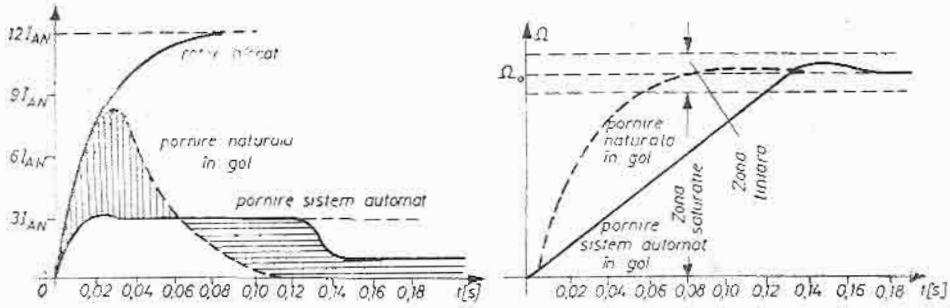


Fig. 4.12. Variaţiile curentului şi vitezei la pornire pentru o instalaţie de reglare în cascadă.

porniri fictive prin conectare directă la rețea. Se observă că în acest caz curentul poate atinge valoarea de aproximativ 9 I_{AN}, valoare care este evident periculoasă, îndeosebi din cauza fenomenului de comutație. Atît timp cît curentul I_A este constant, viteza motorului crește liniar; în momentul cînd în creșterea sa viteza a atins valori apropiate celei prestabilite mărimea de reacție U_Ω se apropie de valoarea impusă, astfel încît, regulatorul de viteză iese din saturație, pentru ca în cele din urmă, cînd $U_\Omega^* = U_\Omega$ curentul să se anuleze, în cazul pornirii în gol sau să tindă către valoarea de regim staționar I_R în cazul pornirii în sarcină.

Evident că timpul de pornire este cu atît mai redus cu cît limita impusă curentului la pornire este mai mare. Ca ordin de mărime pentru acționări de putere de ordinul kW la curenți de pornire de (2—3) I_N timpul de răspuns al buclei de curent este de circa 30—50 ms, iar viteza atinge valoarea impusă în cîteva sute de ms, bucla de reglare a curentului avînd un timp de răspuns cu un ordin de mărime mai mic decît al buclei de viteză.

Bucla de reglare a curentului este caracterizată prin constanta de timp a indusului T_A — constantă mare de timp — și constantele mici de timp T_μ ale schemei de redresare și T_{fi} a filtrului de pe calea de măsură a curentului. În bucla de reglare a vitezei identificăm constanta mare de timp T_m și constantele mici „$2T_{\Sigma I}$" echivalente buclei de curent și $T_{f\Omega}$ ale filtrului de pe calea de măsură. În consecință, regulatoarele sînt de tipul PI ajustate după criteriul modulului respectiv al simetriei.

Bucla de reglare a turației fiind acordată pentru sarcini apropiate de valorile nominale, la sarcini reduse, din cauza neliniarităților caracteristice regimului de curent întrerupt, acordarea nu mai este corespunzătoare și viteza motorului poate intra în oscilație. Pentru evitarea acestui fenomen regulatorul de viteză este realizat cu structură variabilă pe calea lui de reacție prin intermediul diodelor n_{13} și n_{14}.

La funcționarea în regim de curent întrerupt diodele n_{13} și n_{14} sînt blocate, reacția PI a regulatorului este șuntată de rezistențele r_{17} și r_{18}, determinînd o comportare de tip P cu amplificare redusă.

Cînd valoarea impusă regulatorului de curent crește, instalația iese din regimul de curent întrerupt, diodele se deschid punînd la masă rezistențele r_{17} și r_{18}, reacția pe această cale ne mai avînd nici un efect.

Contactele de releu *1d*, *2d* și *3d* pun la masă ieșirile celor două regulatoare, inhibînd în același timp impulsurile de amorsare furnizate de *DCG*, la deconectarea instalației de la rețea.

Schema prezentată asigură reglarea vitezei la cuplu constant ($\Phi_{ex} =$ = const.; $U_A = U_{A0} \cos \alpha =$ var.) în gama 1/20, puterea motorului acționat fiind de ordinul 20—30 kW.

A.4.1. Motorul de curent continuu cu excitație independentă are în serviciul S_1: $U_N = 220$ V; $I_N = 53{,}5$ A; $P_N = 10$ kW; $n_N = 3150$ rot/min; $R_A = 0{,}5\Omega$; $L_A = 111{,}5$ mH și $J_{rap.} = 0{,}15$ kg m² și funcționează într-o instalație de acționare electrică reglabilă, în schemă nereversibilă. Motorul este alimentat pe indus de la un mutator monofazat în punte, conectat direct la rețeaua de 380 V între două faze prin intermediul a două bobine de rețea.

Să se stabilesască ajustările regulatoarelor de curent și de viteză și variația în timp a curentului din indus la pornire pentru un curent de pornire $I_p = 1{,}5\ I_N$, precum și variația vitezei pentru un salt treaptă $\Delta M_s = 0{,}8\ M_N$.

Soluție

Schema de reglare este indicată în figura 4.11 în care sînt cunoscute toate elementele pasive, cu excepția celor din reacția regulatoarelor care trebuiesc calculate. Elementele pasive au valorile $r_{27} = r_{28} = r_{23} = r_{24} = r_{11} = r_{12} = r_5 = r_6 = 10\,K\Omega$; $K_{10} = 1\mu F$; $K_9 = K_6 = 0{,}1\mu F$.

Constanta electrică de timp din circuitul indusului T_A se calculează luînd în considerare valoarea saturată a inductanței bobinei de limitare, valoarea căreia se reduce în acest fel de circa cinci ori; $L_{Asat} = 1/5\ L_A = 1/5 \cdot 111{,}5 = 22{,}3$ mH.

Rezultă:

$$T_A = \frac{L_{Asat}}{R_A} = \frac{22{,}3 \cdot 10^{-3}}{0{,}5} = 44{,}6 \text{ ms.}$$

Constanta electromecanică de timp T_m are valoarea:

$$T_m = \frac{J}{K^2} R_A = \frac{0{,}15}{0{,}586^2} 0{,}5 = 0{,}2184\ s,$$

unde:

$$K = \frac{U_N - R_A I_N}{\Omega_N} = \frac{220 - 0{,}5 \cdot 53{,}5}{\pi \cdot 3150} 30 = 0{,}586 \text{ Vs.}$$

a) Ajustarea buclei de curent

Constanta de timp a filtrului din calea de măsură a curentului este:

$$T_{fI} = K10 \frac{r \cdot 27 \cdot r \cdot 28}{r \cdot 27 + r \cdot 28} = 1 \cdot 10^{-6} \frac{10 \cdot 10}{10 + 10} 10^3 = 5 \text{ ms.}$$

Constanta de timp a mutatorului

$$T_\mu = \frac{1}{2} \frac{1}{m} \frac{1}{f} = \frac{1}{2} \frac{1}{2} \frac{1}{50} = 5 \text{ ms.}$$

Constanta mică de timp din bucla de reglare a curentului

$$T_{\Sigma I} = T_\mu + T_{fI} = 0{,}005 + 0{,}005 = 0{,}010 \text{ s.}$$

Coeficientul de transfer exterior regulatorului de curent este:

$$K_{extI} = \frac{2\pi}{3R_A} \frac{U_{A0}}{U_{cmax}} \cdot \frac{U_{Isat}}{K_p I_N},$$

unde $U_{A0} = 0{,}9\ U_f = 0{,}9 \cdot 380 = 342$ V; U_{cmax} reprezintă tensiunea de saturare a regulatorului de curent limitată la $U_{cmax} = 8{,}5$ V prin rezistențele r_{35} și r_{36}; U_{Isat} este tensiunea de valoare impusă regulatorului de curent prin potențiometrul r_{21}. În ipoteza utilizării unui traductor de curent care să furnizeze 10 V la 2 I_N, rezultă că pentru limitarea curentului de pornire la 1,5 I_N, tensiunea culeasă la potențiometrul r_{21} trebuie să fie $U_{Isat} = \frac{10}{2I_N} \cdot 1{,}5\ I_N = 7{,}5$ V.

Rezultă deci:

$$K_{extI} = \frac{0{,}66\pi}{0{,}5} \frac{342}{8{,}5} \frac{7{,}5}{1{,}5 \cdot 53{,}5} = 15{,}750.$$

În bucla de reglare a curentului apare o singură constantă mare de timp T_A, astfel încît, este necesar un regulator PI de funcție de transfer, cu valorile de ajustare date de

criteriul modulului

$$K_{RI} = \frac{T_A}{2T_{\Sigma I}} \frac{1}{K_{extI}} = \frac{44{,}6 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0{,}01} \frac{1}{15{,}75} = 0{,}142$$

și

$$T_{i1} = T_A = 44{,}6 \text{ ms}.$$

Coeficientul de amplificare al regulatorului este dat de

$$K_{RI} = \frac{r_{32}}{r_{27} + r_{28}}$$

rezultînd deci $r_{32} = K_{RI}(r_{27} + r_{28}) = 2{,}93$ kΩ.

Constanta de integrare a regulatorului de curent este dată de $T_{i1} = r_{32} \cdot K_{11}$ și deci,

$$K_{11} = \frac{T_A}{r32} = \frac{0{,}0446}{2930} = 15{,}220 \ \mu\text{F}.$$

b) Bucla de viteză

Funcția de transfer echivalentă buclei de curent, ajustată prin criteriul modulului este:

$$Y_{optI_i} = \frac{K_i}{1 + 2T_{\Sigma I}s + 2T_{\Sigma I}^2 s^2} \cong \frac{K_i}{1 + 2T_{\Sigma I}s}$$

cu:

$$K_i = \frac{1}{K_I} = \frac{K_p I_N}{U_{Isat}} = \frac{1{,}5 \cdot 53{,}5}{7{,}5} = 10{,}7 \text{ A/V}.$$

Constanta de timp a filtrului pe calea de valoare măsurată

$$T_{f\Omega} = K_e \frac{r_{11} \cdot r_{12}}{r_{11} + r_{12}} = 0{,}1 \cdot 10^{-6} \frac{10 \cdot 10 \cdot 10^3}{10 + 10} = 5 \text{ ms}.$$

Constanta mică de timp din bucla de viteză are valoarea:

$$T_{\Sigma\Omega} = 2T_{\Sigma I} + T_{f\Omega} - T_{fI} = 2 \cdot 0{,}01 + 0{,}005 - 0{,}005 = 0{,}02 \text{ s}.$$

În bucla de viteză apare o singură constantă mare de timp T_m, fiind necesar un regulator PI ajustat prin criteriul simetriei

$$Y_R(s) = K_R\left(1 + \frac{1}{sT_{i2}}\right).$$

Coeficientul de transfer al buclei exterioare a regulatorului de viteză este

$$K_{extI\Omega} = \frac{R_A}{K} K_{TG} K_i.$$

Utilizînd un tahogenerator de constantă $K_{TG} = 0{,}06$ V/rot/ min și un divizor de tensiune realizat cu potențiometrul r_7 care să furnizeze 10 V la viteza nominală, rezultă:

$$K_{TG} = \frac{10}{\pi \cdot 3150} 30 = 0{,}03 \text{ Vs};$$

deci:

$$K_{extI\Omega} = \frac{0{,}5}{0{,}586} 0{,}03 \cdot 10{,}7 = 0{,}274.$$

Valoarea de ajustare a coeficientului de amplificare al regulatorului de viteză, optimizat prin criteriul simetriei este

$$K_{R\Omega} = \frac{T_m}{2T_{\Sigma\Omega}} \frac{1}{K_{ext}} = \frac{0{,}2184}{2 \cdot 0{,}02 \cdot 0{,}274} \frac{1}{} = 19{,}93.$$

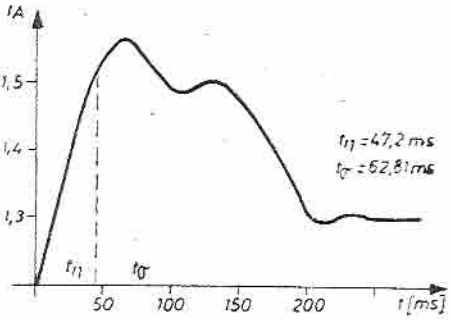


Fig. 4.13. Explicativă pentru aplicația A.4.1. (variația $i_A = f(t)$ la pornire).

Coeficientul de transfer al regulatorului de viteză este determinat de

$$K_{R\Omega} = \frac{r_{16}}{r_{11} + r_{21}} \left(\frac{1}{x}\right).$$

Poziționînd cursorul potențiometrului r_{20} la jumătate ($x = 0{,}5$), rezultă:

$$r_{16} = xK_R(r_{11} + r_{12}) =$$

$$= 0{,}5 \cdot 19{,}93 \cdot 20 \cdot 10^3 = 200 \text{ k}\Omega.$$

Constanta de integrare T_{i2} ajustată prin criteriul simetriei are valoarea:

$$T_{i2} = 4T_{\Sigma\Omega} = 4 \cdot 0{,}02 = 0{,}08 \text{ s}.$$

Rezultă deci, pentru condensatorul K_8, valoarea:

$$K_8 = \frac{T_{i2}}{r_{16}} = 0{,}08/200 \cdot 10^3 = 400 \text{ pF}.$$

Filtrul pe calea de valoare impusă regulatorului de viteză, necesar micșorării suprareglajului la semnale treaptă, are valoarea:

$$T_f^* = 4T_{\Sigma\Omega} = 4 \cdot 0{,}02 = 0{,}08 \text{ s},$$

astfel încît condensatorul K_6 are valoarea:

$$K_6 = T_f^* \frac{r_{11} + r_{12}}{r_{11} \cdot r_{12}} = 0{,}08 \frac{20}{100 \cdot 10^3} = 16 \ \mu\text{F}.$$

c) Variația curentului la pornire.

Bucla de curent fiind optimizată prin criteriul modulului, variația curentului pe durata pornirii este dată de (4.17) astfel încît în unități relative

$$i_A(t) = 1{,}5\left[1 - 2e^{-\frac{t}{2T_{\Sigma I}}} \cos\left(\frac{t}{2T_{\Sigma I}} - \frac{\pi}{4}\right)\right]$$

adică,

$$i_A(t) = 1{,}5[1 - 2e^{-90t} \cos(90t - 0{,}785)].$$

Timpul de primă stabilire este $t_{1\Omega} = 4{,}72\ T_{I\Sigma} = 4{,}72 \cdot 0{,}01 = 47{,}2$ ms. Suprareglarea maximă are valoarea $\sigma = 4{,}3 \cdot 1{,}5\% = 0{,}0645\ I_N$ și corespunde la $t_\sigma = 2\pi T_{\Sigma I} = 62{,}81$ ms.

Variația curentului la pornire este indicată în figura 4.13.

d) Variația vitezei

La pornire, variația vitezei este dată de (4.35), avînd deci expresia:

$$\Omega(t) = \Omega_N\left(1 - e^{-25t} - \frac{2}{\sqrt{3}} e^{-12{,}5} \sin 21{,}65\, t\right),$$

cu timpul de primă stabilire $t_{1s} = 7{,}6\ T_{\Sigma\Omega} = 7{,}6 \cdot 0{,}02 = 0{,}152$ s și o suprareglare de 0,081, adică o viteză maximă de 3405,15 rot/min, la $t_\sigma = 9{,}845\ T_{\Sigma\Omega} = 0{,}197$ s.

Variația vitezei la pornire este indicată în figura 4.14.

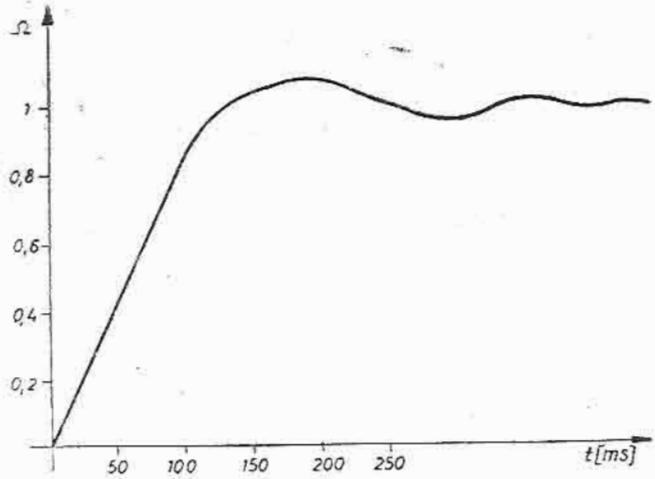


Fig. 4.14. Explicativă pentru aplicația A.4.1. (variația $\Omega = f(t)$ la pornire).

În cazul unui șoc de sarcină de la 0,2 M_N la M_N, variația vitezei este dată de abaterea (4.34):

$$\Omega(t) = 2v_0 T_{\Sigma\Omega}\left[e^{-\frac{t}{2T_{\Sigma\Omega}}} - 2e^{-\frac{t}{4T_{\Sigma\Omega}}}\cos\left(\frac{\sqrt{3}t}{4T_{\Sigma\Omega}} + \frac{\pi}{3}\right)\right],$$

unde $v_0 = \frac{R_A}{K^2}\frac{\Delta M_s}{T_m} = \frac{0,5}{0,586}\frac{0,8 \cdot 53,5}{0,2184} = 167,21\ s^{-2}$

sau raportînd la viteza nominală, cu datele din problemă

$$\Delta\Omega(t) = 0,02[e^{-25t} - 2e^{-12,5t}\cos(21,65t + 1,047)]$$

cu abaterea maximă $\sigma_{max} = \frac{1,78\, v_0\, T_{\Sigma\Omega}}{\Omega_N} = 0,018$, adică 56,84 rot/min

Variația vitezei la acest șoc de sarcină este indicată în figura 4.15

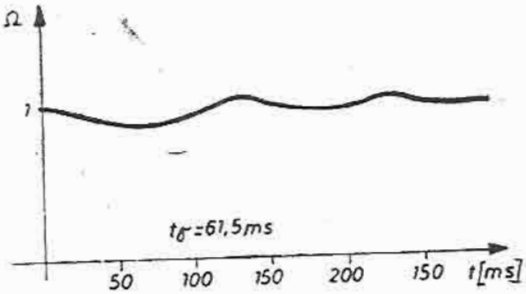


Fig. 4.15. Explicativă pentru aplicația A.4.1. (variația $\Omega = f(t)$ la salt de sarcină).

4.4. Sisteme de acţionare electrică reglabile reversibile, cu curenţi de circulaţie

Schema prezentată în paragraful precedent prezintă dezavantajul că nu poate asigura frînarea recuperativă, fiind utilizată doar în acele procese la care regimul de funcţionare este de lungă durată. Frînarea pe cale electrică se poate asigura numai prin frînare dinamică, ceea ce limitează puterea acestor instalaţii în cazul în care este necesară oprirea rapidă tehnologică sau de avarie.

Pentru instalaţiile în care motorul funcţionează în regim intermitent, cu porniri, frînări şi reversări frecvente, este necesară adoptarea unor soluţii care să permită frînarea rapidă, concomitent cu recuperearea energiei cinetice în reţea.

Asemenea instalaţii care permit funcţionarea în cele patru cadrane pot fi realizate, după cum s-a arătat în capitolul 3, cu şi fără curenţi de circulaţie.

În figura 4.16 este indicată schema bloc a unei instalaţii reversibile cu curenţi de circulaţie care utilizează două mutatoare conectate în antiparalel sau cruce care funcţionează în permanenţă unul în regim de redresor şi celălalt în regim de invertor. Tensiunea la bornele indusului are semnul indicat de mutatorul care funcţionează ca redresor.

Schema mai cuprinde transformatoarele de sincronizare (nefigurate), dispozitivele de comandă pe grilă, care furnizează impulsurile de amorsare a tiristoarelor, potenţiometrul de valoare impusă P_1 prin care se stabileşte viteza de rotaţie dorită şi potenţiometrul P_2 care stabileşte valoarea impusă curentului de circulaţie. Dispozitivele de comandă pe

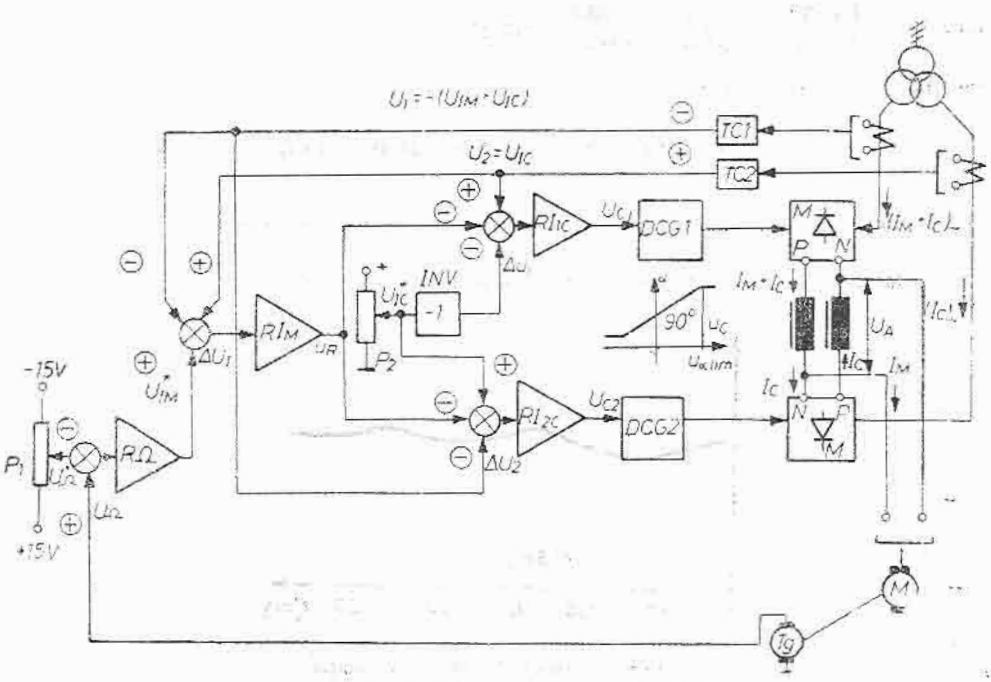


Fig. 4.16. Schema bloc a instalaţiei reversibile cu curenţi de cirulaţie.

grilă sînt comandate cu tensiune continuă în opoziție, prin intermediul a două regulatoare RI_{1c} și RI_{2c}, ambele de tip P, cu factor de amplificare „+1" și respectiv „−1".

Caracteristicile de transfer $\alpha = f(u_c)$ pentru cele două dispozitive de comandă pe grilă, indicate în aceeași figură, intersectează ordonata la 90° el.

La pornire sens dreapta, de exemplu, se aplică semnal negativ la intrarea regulatorului de viteză care furnizează semnalul pozitiv U^*_{IM} aplicat circuitului de comparație al regulatorului de curent, valoarea semnalului U^*_{IM} determinînd curentul limită la pornire. Circuitului de comparație al regulatorului de curent i se aplică totodată reacțiile:

$$U_1 = -(U_{IM} + U_{IC}) \text{ și } U_2 = U_{IC}$$

furnizate de traductoarele de curent $TC1$ și $TC2$, astfel încît abaterea

$$\Delta U_I = U^*_{IM} - (U_{IM} + U_{IC}) + U_{IC} = U^*_{IM} - U_{IM}$$

se aplică intrării inversoare a regulatorului de curent obținîndu-se la ieșire semnalul negativ u_R. La intrarea regulatorului curentului de circulație RI_{1c} se aplică pe intrarea neinversoare abaterea $\Delta U_1 = u_R + U_{IC} - U^*_{IC}$ care are polaritate negativă și deci semnalul de comandă u_{c1} este negativ, mutatorul M_1 va funcționa ca redresor, curentul prin motor fiind dat de:

$$I_M = \frac{U_{A0} \cos \alpha_1 - E_A}{R_A}.$$

Regulatorului RI_{2c} i se aplică pe intrarea inversoare abaterea:

$$\Delta U_2 = u_R - (U_{IM} + U_{IC}) + U^*_{IC}$$

obținîndu-se la intrarea DCG semnalul pozitiv u_{c2} care determină funcționarea mutatorului M_2 în regim de invertor maxim la $\alpha_2 = 150°$. În acest fel, datorită intervenției simultane a semnalului furnizat de regulatorul de curent RI_M și a reacțiilor încrucișate aplicate celor două bucle de reglare a curentului de circulație, se reduce substanțial valoarea acestuia, deoarece $\alpha_2 = 150°$ el. și deci $\alpha_1 + \alpha_2 > 180°$ el. Semnalul U^*_{IC} se stabilește la valoarea corespunzătoare curentului de circulație maxim care are loc pentru $\alpha_1 = \alpha_2 = 90°$ el. pentru schemele în cruce și la $\alpha_2 = 120°$ el. pentru cele în antiparalel, astfel încît $U^*_{IC} - U_{IC} = \Delta U_{IC} > 0$.

Semnalul ΔU_2 aplicat regulatorului curentului de circulație RI_{2c} are valoarea $\Delta U_2 = -|u_R| - U_1 + U^*_{IC}$, căruia îi corespunde $u_{c2} > u_{2c\,lim}$ (vezi caracteristica statică de transfer din figura 4.16), unghiul de comandă α_2 fiind menținut la valoarea constantă 150°el. La micșorarea curentului I_M din indusul motorului ΔU_2 crește și deci u_{c2} scade sub valoarea $u_{c\,lim}$, determinînd scăderea unghiului de comandă α_2 către valoarea de 90°el. curentul de circulație avînd valori semnificative doar în zona curenților de mers în gol sau în cazul comutării curentului din indus de pe un mutator pe celălalt.

Pentru frînarea motorului se comandă $U^*_\Omega = 0$ astfel încît abaterea aplicată regulatorului de viteză are polaritatea pozitivă dictată de reacția de turație. Ca urmare, are loc inversarea curentului prin indus, valoarea acestuia dată de $I_m = I_f = \frac{E_A - U_A \cos \alpha_2}{R_A}$ fiind menținută pe toată durata

de frînare la valoarea impusă I_M^* prin acţiunea regulatorului de curent care asigură ca tensiunea $U_A = U_{A0} \cos \alpha_2$ să fie în permanenţă mai mică decît E_A, ansamblul intrînd în regim de frînare prin recuperare de energie pînă la oprirea instalaţiei. La reversare, frînarea are loc ca mai sus pînă cînd turaţia devine zero, curentul menţinîndu-se în continuare la valoarea limită prescrisă pînă la atingerea vitezei de sens contrar. Acordarea regulatoarelor de curent şi de viteză se face ca pentru schemele nereversibile, prin criteriul modulului respectiv al simetriei.

Prezenţa celor două regulatoare cu factor de amplificare unitar nu modifică în nici un fel funcţia de transfer a buclei de curent şi contribuie la scăderea curentului de circulaţie după ce curentul principal a fost comutat între convertoare. Pe de altă parte, reglarea curentului de circulaţie în zona semnalului nul dat de RI_M, efectuat prin intermediul RI_{1c} şi RI_{2c} şi a reacţiilor de curent încrucişate se face optim, cu eliminarea vîrfului curentului de circulaţie dinamic.

4.5. Sisteme de acţionare electrică reglabilă în gamă largă de viteză

În acţionările electrice cu comandă program numerică a maşinilor-unelte, comanda de poziţionare a sculei sau de prelucrare liniară a piesei aplicată regulatorului de viteză se modifică în mod continuu în scopul obţinerii unor contururi precise ale pieselor prelucrate. Valorile impuse variază foarte rapid, instalaţia de reglare automată trebuind în consecinţă să asigure accelerări şi decelerări foarte mari pentru variaţii relativ mici ale vitezei impuse. În acelaşi timp gama de reglare a vitezei trebuie să fie foarte mare $\left(\text{de ordinul a } \frac{1}{1\,000} - \frac{1}{10\,000}\right)$ în comparaţie cu acţionările uzuale la care este de ordinul a $\frac{1}{200}$. Totodată, instalaţia de reglare trebuie să se caracterizeze prin performanţe ridicate sub aspectul timpului de răspuns, al constanţei reglării şi a suprareglărilor care apar în procesele tranzitorii.

Motoarele de construcţie obişnuită nu pot satisface asemenea condiţii tehnice severe, fiind necesară utilizarea unor motoare de construcţie specială care se deosebesc de maşinile utilizate în acţionările curente prin cîteva trăsături distinctive.

Constructiv, aceste motoare, denumite *servomotoare de curent continuu* prezintă aceleaşi elemente ca şi maşinile de curent continuu clasice, particularităţile constructive fiind legate de gabaritele mici, momentele de inerţie reduse şi gama mare de viteză la care trebuie să funcţioneze.

După tipul lor constructiv, servomotoarele de curent continuu se pot împărţi în trei categorii:

— cu rotor cilindric;
— cu rotor disc (sau cu întrefier axial);
— cu rotor pahar (cu bobină mobilă).

Servomotoare cu rotor cilindric. Cele mai apropiate de maşinile electrice clasice pot fi cu excitaţie electromagnetică (fig. 4.17, *a*), cu magneţi permanenţi (fig. 4.17, *b*) sau chiar o soluţie hibridă cu ambele tipuri de excitaţie (fig. 4.17, *c*).

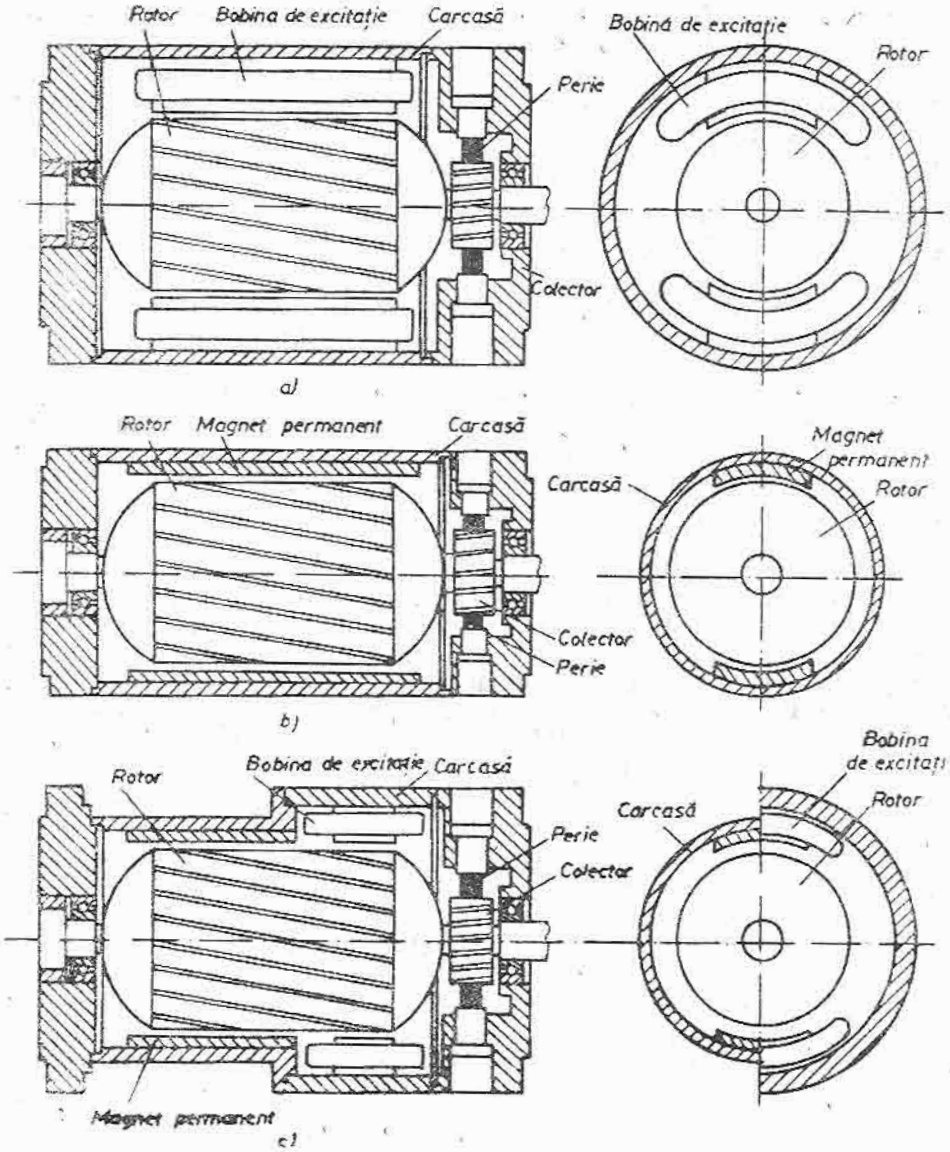


Fig. 4.17. Motoare cu inerție redusă.

Servomotoarele cu excitație electromagnetică se construiesc, în general, pentru puteri mai mari și rolul lor este astăzi tot mai mult preluat de motoarele cu magneți permanenți, motoare care pe lîngă faptul că la aceleași performanțe electromecanice au dimensiuni mai reduse, prezintă randamente bune și probleme de răcire mai simple.

Servomotoare cu rotor disc. Sînt realizate prin dispunerea unei înfășurări de tip ondulat pe un disc de fibre de sticlă, care se rotește prin fața unor magneți permanenți plasați axial.

Înfășurarea se execută prin ștanțare din tablă de cupru (mai rar aluminiu) de 0,2 mm, înfășurare care apoi este lipită cu o rășină epoxidică

pe discul amintit. Părțile centrale și exterioare se îndepărtează printr-o nouă ștanțare, conductoarele de pe cele două fețe fiind sudate la capete prin scîntei sau fascicul de electroni cu ajutorul unei mașini automate. Se pot pune în serie pînă la trei astfel de discuri de diametre între 60 și 500 mm și grosimi între 1 și 10 mm. Colectorul poate fi constituit din conductoarele plate ale indusului pe care alunecă periile mașinii. La puteri mai mari, înfășurarea este astfel proiectată încît numărul de spire pe secție să fie mai mare decît 1, de exemplu 2 sau 3, ceea ce permite să se realizeze tot pe disc prin aceeași ștanțare un colector de tip radial ceea ce conduce la o creștere a vieții de funcționare a mașinii.

Rezistențele și inductivitățile tipice ale acestor mașini sînt între 0,15 și 1Ω și 25—75 μH, ceea ce conduce la constante de timp electrice sub 0,1 ms.

Deoarece rotorul mașinii nu conține materiale feromagnetice, el este mult mai ușor decît cel al servomotoarelor cu rotor plin cilindric, dar acest avantaj nu este reflectat într-un moment de inerție mai scăzut, deoarece raza lui de girație este mult mai mare (constantele electromecanice au același ordin de mărime, sub 10 ms). În lipsa fierului, înțepenirile magnetice nu apar, pierderile prin histerezis sînt nule și nu există saturație magnetică. Cel mai important avantaj este legat de faptul că avînd conductoarele în aer (discul poate funcționa la temperaturi pînă la 150—200°C), densitatea de curent poate fi mult crescută (pînă la 45 A/mm² la funcționare în regim continuu și 100 A/mm² la mașinile cu rotor cilindric). Toate acestea conduc la o economie de cupru, material deficitar și mai mult decît atît, deoarece cuprul utilizat este sub formă de bandă, kilogramul de bandă fiind de două ori mai ieftin decît cuprul conductor-emailat, per global, la aceeași putere, costul cuprului este de patru ori mai mic decît la o mașină cu rotor cilindric. La producție în serie mare tot procesul de realizare al acestor mașini poate fi automatizat, ceea ce conduce la o reducere corespunzătoare a costurilor.

Deoarece aceste servomotoare se realizează cu magneți permanenți, randamentul lor este relativ ridicat și excitația nu ridică probleme speciale. Prezentînd un întrefier mare, problemele de comutație sînt eliminate și chiar efectul dezexcitant al reacției indusului este mai puțin pronunțat.

Geometria specială, greutatea lor redusă, fac acest tip de servomotoare ideale pentru aplicații la joasă putere, la mașinile-unelte, la acționarea servovalvelor, în industria chimică și ușoară.

Pe lîngă toate aceste avantaje, există o serie de dezavantaje legate tot de construcția lor particulară. Numărul limitat de conductoare care se pot plasa pe suprafața discului, viteza relativ redusă la care pot lucra (2—3 000 rot/min, limitată atît din considerente mecanice, cît și datorită pierderilor suplimentare prin curenții Foucault induși în conductoarele plate ale mașinii) fac ca servomotorul să nu funcționeze decît la tensiuni relativ reduse (30—60 V pe disc).

Luînd în considerație avantajele de utilizare a servomotoarelor cu întrefier axial, în țara noastră încă în urmă cu 15 ani în cadrul ICPE — — București, s-a început studiul și fabricația acestor mașini, ajungîndu-se astăzi la o serie completă, care acoperă necesarul țării pe domeniul 0,6— —35 Nm.

Servomotoare cu rotor pahar. Denumite și motoare cu rotor gol, coș sau coajă și mai recent cu bobină mobilă, sînt realizate prin dispunerea

unei înfăşurări de cupru sau aluminiu pe un pahar din fibre de sticlă sau direct într-o rășină epoxidică (fig. 4.18). Diametrul lor este între 30 şi 50% din lungime, ceea ce face ca per global să prezinte un moment de inerţie foarte scăzut, cam 10% din cel al servomotoarelor cilindrice sau cu rotor disc.

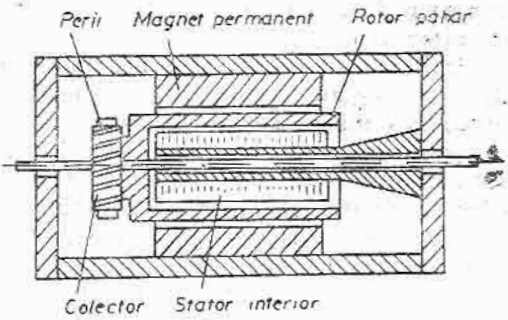


Fig. 4.18. Servomotor de c.c. cu rotor pahar.

Lipsa materialului feromagnetic din rotor elimină înţepenirile magnetice, pierderile prin histerezis şi fenomenele de saturaţie, maşina prezentînd o construcţie simplă şi o constantă electromecanică foarte redusă.

Banda de trecere a acestor tipuri de servomotoare atinge valori de 5—600 de Hz şi atunci cînd sînt folosite în sisteme foarte rapide, efectul torsiunii axului poate fi neplăcut, recomandîndu-se pentru astfel de aplicaţii utilizarea tahometrelor optice de foarte joasă inerţie cuplate cît mai aproape de sarcină, pe axul motor al maşinii care se doreşte a fi cît mai rigid.

Toate aceste servomotoare de construcţie specială au în concluzie următoarele avantaje:

— Permit realizarea unor game de reglare la cuplu constant în limite deosebit de mari (1/1 000 în mod curent şi 1/1 0000 sau chiar mai mult în unele acţionări speciale). Se elimină în acest fel reductoarele mecanice de viteză, transmisia mişcării făcîndu-se direct cu efecte pozitive privind posibilitatea de joc între arborele motor şi arborele condus, randament, momente de inerţie etc.

— Asigură acceleraţii unghiulare deosebit de mari, de ordinul miilor de rad · s^{-2}, ceea ce permite viteze mari de răspuns cu timpi de pornire de ordinul zecilor de ms.

— Dezvoltă în regim de forţare de scurtă durată cupluri de 3—10 ori cuplu nominal, în funcţie de viteza unghiulară.

— Au construcţia rotorului (rotor disc sau mult alungit) care asigură o constantă electromecanică de timp redusă (sub 10 ms).

— Au constantă de timp termică foarte mare — cca 100 minute.

În scopul asigurării unor performanţe ridicate, maşinile din această categorie fac corp comun cu tahogeneratorul — de mare precizie — şi eventual cu transformatoare rotative pentru poziţionare. Construcţia maşinilor prevăzute a funcţiona în acţionările cu comandă program numerică sînt construite anume pentru a fi alimentate de la redresoare comandate, alimentare caracterizată prin tensiune aplicată şi curent absorbit ondulat, condiţii speciale de comutaţie, pierderi suplimentare etc.

O caracteristică importantă pentru instalaţia de acţionare automată a acestor categorii de motoare o constituie cuplul maxim pe care îl poate dezvolta maşina.

Pentru a reduce la maximum durata proceselor tranzitorii la diferite comenzi, aceste motoare au o capacitate de supraîncărcare în curent, respectiv cuplu, mult mărită, comparativ cu a motoarelor normale.

În practică, fiecare firmă furnizoare indică variaţia admisibilă a cuplu-

lui maxim în funcţie de turaţie. De regulă, această variaţie are un caracteri hiperbolic.

Limitarea cuplului pe durata proceselor tranzitorii revine evident instalaţiei de reglare automată. În figura 4.19 sînt prezentate trei legi de variaţie a cuplului maxim tranzitoriu admis, în funcţie de turaţia motorului, conform recomandărilor firmelor furnizoare. Se remarcă faptul că supracurenţii — de 10 ori curentul nominal — sînt admişi numai la turaţii reduse, sub 0,3 din turaţia maximă.

Prin cuplu maxim — pentru această categorie de maşini — se înţelege cuplul cel mai mare care poate fi dezvoltat timp de 0,2 s în procese tranzitorii. Acest cuplu maxim admisibil este limitat de fenomenul de comutaţie, de efectul demagnetizant al reacţiei indusului, capacitatea termică şi clasa de izolaţie a maşinii, dimensiunile limitate şi calitatea periilor etc.

Schemele utilizate la acţionarea cu asemenea maşini electrice speciale trebuie să permită realizarea cuplului maxim şi a unor timpi de răspuns foarte mici.

Este deci necesar ca valoarea impusă regulatorului de curent prin care se limitează curentul respectiv cuplul, pe durata proceselor tranzitorii, să fie variabilă în funcţie de viteza motorului. Se adoptă soluţia de reglare în paralel prin care buclele de reglare de viteză şi de curent sînt independente între ele. În acest fel se permite stabilirea unor limite de curent variabile, valoarea cărora se stabileşte în funcţie de viteza reală a motorului.

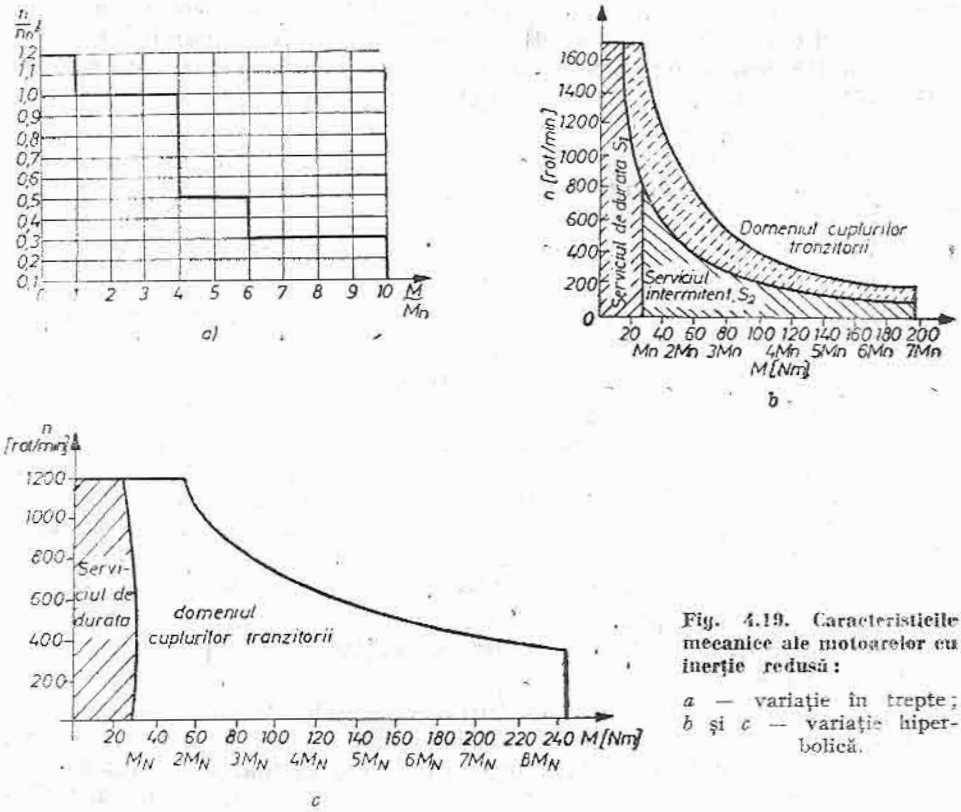


Fig. 4.19. Caracteristicile mecanice ale motoarelor cu inerţie redusă:

a — variaţie în trepte; *b* şi *c* — variaţie hiperbolică.

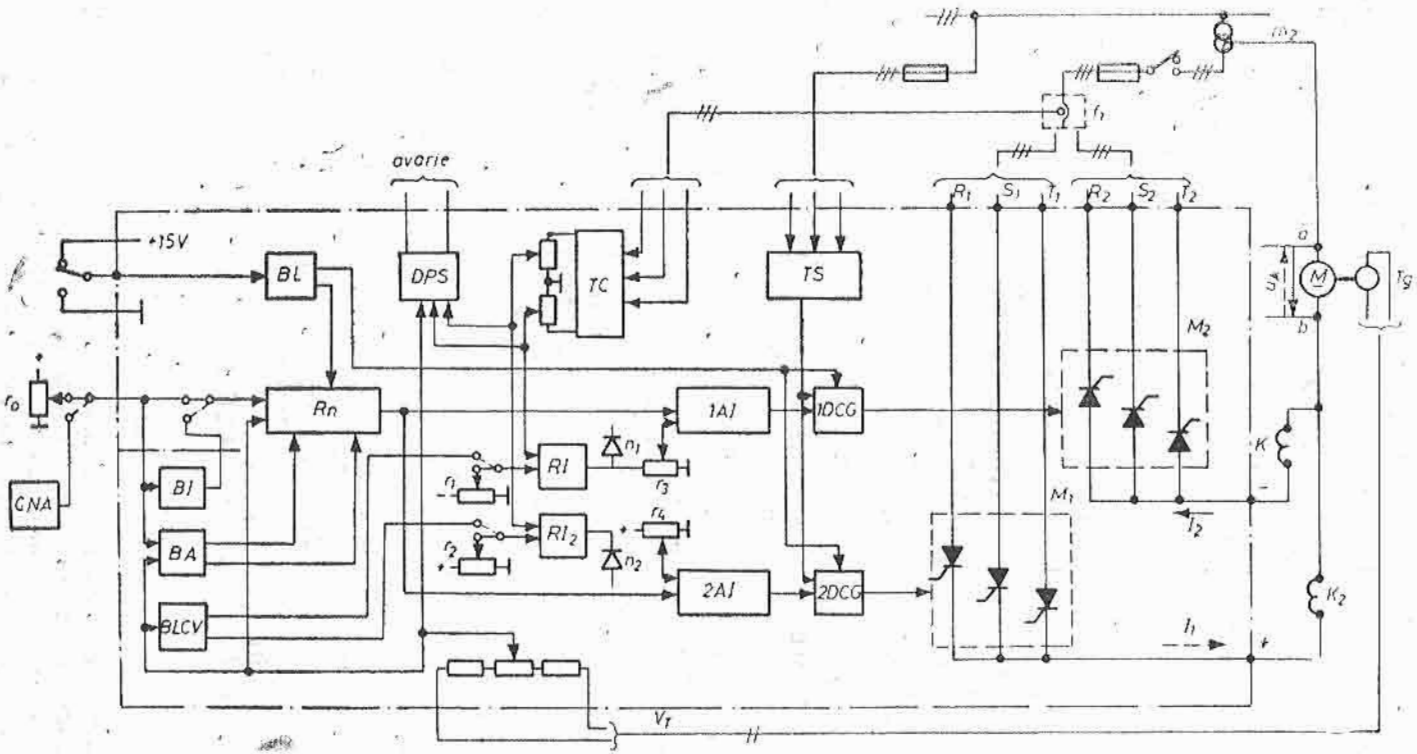


Fig. 4.29. Schema bloc a unei instalații de reglare în gamă largă de viteză.

În vederea realizării unui domeniu de turație mai mare de 1/1 000 este necesar ca la viteze mici regulatorul de turație să funcționeze cu un factor de amplificare mai mare și o constantă de integrare mai mică, întrucît la tensiuni de alimentare coborîte motorul își modifică comportarea datorită neliniarităților ce îl caracterizează. Modificarea parametrilor regulatorului de turație în zona vitezelor mici se realizează prin utilizarea unui regulator autoadaptiv.

Schema bloc a unei asemenea instalații de reglare a vitezei în gamă largă într-o acționare cu motoare cu inerție redusă este indicată în figura 4.20.

Motorul de curent continuu M cuplat cu tahogeneratorul Tg este alimentat de la un transformator trifazat m_2 prin intermediul unui convertor bidirecțional, care constă din două mutatoare cu tiristoare conectate în stea M_1 și M_2, montate în antiparalel. Pentru fiecare sens de rotație al motorului, unul dintre mutatoare se află în regim de redresor, iar celălalt în regim de invertor. La micșorarea valorii impuse vitezei, invertorul preia imediat curentul de frînare, aceasta avînd loc cu recuperarea energiei în rețea. Curentul de sarcină este furnizat de mutatorul care funcționează în regim de redresor, iar curentul de circulație pulsatoriu dintre cele două mutatoare este limitat de inductanțele K_1 și K_2.

Schema de reglare adoptată corespunde procedeului de reglare în paralel. Pe durata pornirii, frînării, reversării și ori de cîte ori curentul depășește valorile maxime prestabilite, valoarea unghiului de amorsare α este dictată de regulatoarele de curent RI_1 și RI_2, regulatorul de viteză Rn neintervenind în circuitul de reglare. În schimb, în perioadele de funcționare la curenți de valoare sub cele maxime prestabilite, regulatoarele de curent (prin diodele n_1 și n_2) sînt scoase din circuit, comanda unghiului de amorsare fiind dată numai de regulatorul de viteză. Această soluție este determinată de utilizarea motoarelor cu inerție redusă pentru care $T_M < 1{,}8T_{\Sigma\Omega}$ amplitudinea abaterilor tranzitorii depășind în cazul reglării în cascadă valoarea abaterii de sarcină care ar apare în lipsa reglării. Avantajul reglării în paralel în acest caz constă și în faptul că regulatoarele de viteză comandă dispozitivele de comandă pe grilă prin intermediul amplificatoarelor de intrare $1AI$ și $2AI$, fără întîrzierile inerente reglării în cascadă.

Valoarea impusă regulatorului de viteză se stabilește fie manual prin potențiometrul r_0, fie prin convertorul numeric — analog CNA în cazul funcționării cu comandă program numerică.

În bucla de viteză, căreia nu-i mai este subordonată bucla de curent, apar două constante mari de timp T_A și T_m astfel încît, regulatorul de viteză are o structură PID, fiind ajustat prin criteriul simetriei. Pentru a se putea realiza acordarea independentă a constantelor K_R, T_i și T_d regulatorul de viteză este format cu amplificatoarele integrate $p_1 \ldots p_5$, în structură PID, ca în figura 4.21, avînd funcția de transfer:

$$Y_R(s) = K_R\left(1 + \frac{1}{sT_i}\right)(1 + sT_d)\frac{1}{1 + sT_f}.$$

Regulatorul este autoadaptiv, modificîndu-se în permanență coeficientul de amplificare K_R și constanta de integrare T_i în sensul creșterii K_R și micșorării constantei de integrare T_i la turații joase, prin blocul adaptiv BA al cărui principiu de funcționare este prezentat în figura 4.22. Funcționarea acestui regulator adaptiv se bazează pe modularea valorilor medii

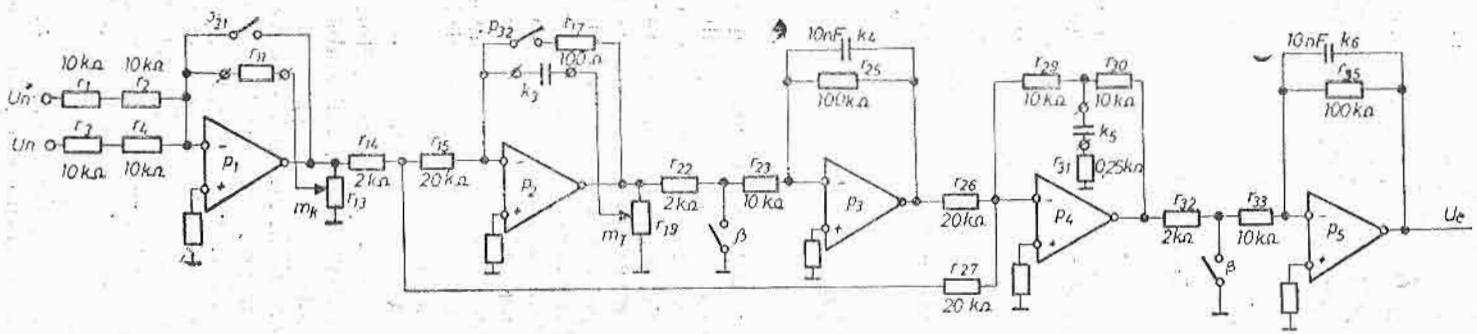


Fig. 4.21. Schema bloc a regulatorului adaptiv prin impulsuri.

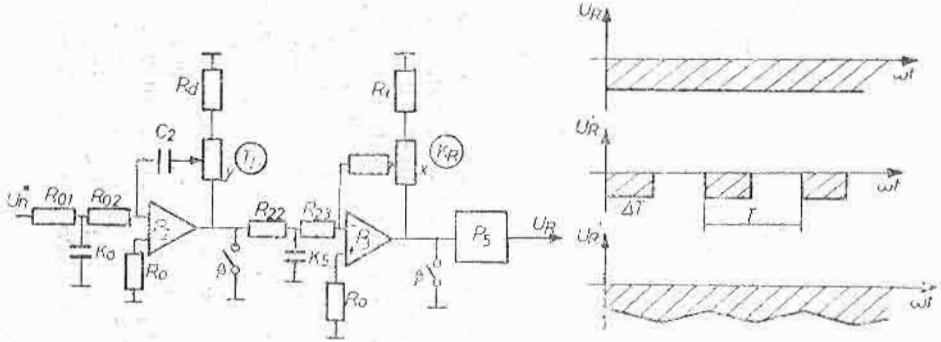


Fig. 4.22. Explicativă pentru funcționarea regulatorului adaptiv prin impulsuri.

ale componentelor P şi I ale tensiunilor de ieşire, prin punerea periodică a acestora la masă, sugerată în figura 4.21 prin contactele de releu β. Funcţionarea regulatorului poate fi înţeleasă urmărind variaţiile acestor mărimi în diverse puncte ale regulatorului indicate în figura 4.22. Dacă u_R este valoarea tensiunii de ieşire a regulatorului, prin punerea acesteia la masă pe durata $T - \Delta T$, valoarea ei devine $u'_R = \beta u_R$ şi după filtrare funcţia de transfer a porţiunii respective este:

$$u''_R(s) = \beta \frac{K_f}{1 + sT_f} u_R,$$

unde $\beta = \frac{\Delta T}{T}$ cu T — perioada de punere la masă (perioada de choppare).

Regulatorul utilizat permite ajustarea independentă a parametrilor, astfel încît factorul de amplificare, stabilit iniţial la valoarea K_1 corespunzătoare turaţiilor joase, se reduce la valoarea βK_1 la turaţii mari. În mod similar, constanta de integrare T_{i1}, fixată corespunzător vitezelor mici, creşte de $1/\beta$ ori la turaţii mari.

Valorile uzuale ale coeficientului β se reglează în limitele $0{,}1 \div 1$.

Pentru această categorie de regulatoare funcţia de transfer în varianta PID devine:

$$Y_R(s) = \beta K_R \left(1 + \frac{1}{s\frac{T_i}{\beta}}\right)(1 + sT_d)\frac{1}{1 + sT_f}.$$

Raportul de modulare $\beta = \Delta T/T$ variază în funcţie de valorile impuse şi reale ale vitezei de rotaţie printr-un semnal $u_\beta = |U_{ni}| + b|U_{nr}|$ după o lege de variaţie prestabilită de un convertor tensiune — durată indicată în figura 4.23 şi realizată cu un transformator funcţional TF, un generator de tensiune liniar variabilă $GTLV$ şi un comparator C. Tensiunea în dinţi de ferăstrău furnizată de $GTLV$ se compară în C cu tensiunea de ieşire a transformatorului funcţional TF, obţinîndu-se la ieşire un tren de impulsuri de frecvenţă constantă, dar cu durată de acţionare variabilă. Aceste impulsuri sînt aplicate releelor electronice $D1$ şi $D2$ care pun la masă, cu durata de acţionare β ieşirile componentelor P şi I ale regulatorului respectiv. Punctul de începere al chopării şi valoarea coeficientului de choppare se fixează prin rezistenţe de ajustare.

Bucla de reglare a curentului este clasică, regulatoarele de curent RI_1 şi RI_2 (fig. 4.20) avînd structura PI cu acordarea după criteriul modulului. Valoarea impusă regulatoarelor de curent nemaifiind stabilită de regulatorul de viteză ca în cazul reglării în cascadă, este fixată fie prin potenţiometrele r_1 şi r_2, în cazul utilizărilor generale (gamă de reglare normală), fie prin blocul limită de curent variabil $BLCV$, în cazul utilizării motoarelor cu inerţie redusă şi cu comandă program.

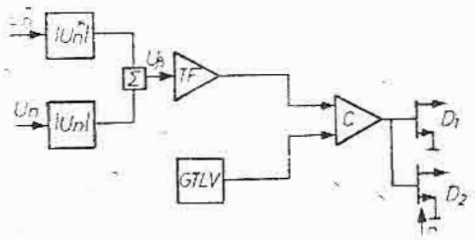


Fig. 4.23. Schema bloc a regulatorului adaptiv prin choppare.

În acest din urmă caz, $BLCV$ furnizează la ieşire o tensiune con-

tinuă, variabilă în funcție de turație, conform curbei de catalog — curent limită funcție de turație — a motorului respectiv.

La depășirea curentului impus prin *BLCV*, curent măsurat prin transformatoarele de curent f_1 și redresat în traductorul de curent *TC*, regulatoarele de curent intervin asupra dispozitivelor de comandă pe grilă, blocînd regulatorul de turație și comandînd acționarea la cuplu maxim admisibil.

Curentul de circulație este fixat prin potențiometrele r_3 și r_4 care deplasează intersecția caracteristicilor statice de transfer ale celor două dispozitive de comandă pe grilă.

Schema generală mai conține, pe lîngă transformatorul de sincronizare *TS* și un bloc integenerator *BI* care transformă semnalele de referință din treaptă în rampă. În sfîrșit, regimurile de lucru și logica de oprire sînt asigurate de blocul logic *BL* care comandă scurtcircuitarea regulatorului de viteză și blocarea impulsurilor de aprindere după executarea comenzilor de oprire și la depășirea vitezei maxime admisibile Ω_{lim}.

Protecția la scurtcircuit este asigurată prin dispozitivul *DPS*.

Cu o asemenea schemă utilizată în acționarea avansului unui strung cu comandă program se poate regla viteza în intervalul 0,6 — 6 000 rot/min (gama de reglare 1/10 000) la un curent maxim funcție de motorul utilizat, care poate varia între (4—10) I_n și poate fi menținut la aceste valori circa 200 ms în procesele tranzitorii de pornire și frînare. Timpul total de reversare pentru acționare a mecanismelor a căror moment de inerție este mai mic sau cel mult egal cu momentul de inerție al motorului, este de circa 200 ms.

A.4.2. Motorul de curent continuu cu magneți permanenți SMU—C—55 are $U_N = 185$ V; $I_N = 31$ A; $n_N = 500$ rot/min; $R_A = 0{,}6\ \Omega$; $K = 0{,}19$ V·s; $T_A = 0{,}015$ s; $T_m = 0{,}065$ s și este acționat prin schema de reglare din figura 4.20, K_{ext} avînd valoarea 4,39.

Să se dimensioneze circuitele de reacție ale regulatorului de viteză.

Soluție

Funcția de transfer a regulatorului de viteză a cărui schemă bloc corespunde schemei din figura 4.21 este:

$$Y_R(s) = K_R\left(1 + \frac{1}{sT_i}\right)(1 + sT_d)/(1 + sT_f)$$

Parametrii K_R, T_i și T_d au valorile:

$$K_R = \frac{r_{11}}{r_3 + r_4} \cdot \frac{r_{29} + r_{30}}{r_{26}} \cdot \frac{r_{35}}{r_{33}} \cdot \frac{1}{1 - 0{,}9\, m_K};$$

$$T_i = \tau_1 = \frac{r_{23}}{r_{25}}\, r_{15} K_3 (1 - 0{,}9\, m_T);$$

$$T_d = \tau_2 = \left(\frac{r_{29} r_{30}}{r_{29} + r_{30}} + r_{31}\right) K_5$$

$$T_f = r_{25} K_4 + r_{31} K_5 + r_{35} K_6$$

unde: m_K este gradația potențiometrului r_{13} — $m_K \in (0,1)$, iar m_T — gradația potențiometrului r_{19} — $m_T \in (0,1)$.

Valorile uzuale pentru elementele pasive fixe de circuit sînt: $r_{25} = r_{35} = 100$ kohmi, $r_{29} = r_{30} = 10$ kohmi, $K_4 = K_6 = 10$ nF, $r_{15} = r_{26} = r_{27} = 20$ kohmi, $r_{23} = r_{33} = r_{29} = 10$ kohmi, $r_1 = r_2 = r_3 = r_4 = 10$ kohmi, $r_{31} = 0{,}25$ kohmi.

Cu valorile de mai sus (r în kohmi, K în μF și T în msec), parametrii K_R, T_i, T_d devin:

$$K_R = \frac{r_{11}}{2(1 - 0{,}9\, m_k)}$$

$$T_i = \tau_1 = 2\,(1 - 0{,}9\, m_T) k_3$$

$$T_d = \tau_2 = 5{,}25\, k_5$$

$$T_f = 0{,}25\, k_5 + 2$$

Parametrii K_R, T_i și T_d se stabilesc pentru $m_k = m_T = 0$ și deci:

$$K_R = 0{,}5\, r_{11};$$

$$T_i = 2\, k_3;$$

$$T_d = 5{,}25\, k_5;$$

$$T_f = 0{,}25\, k_5 + 2.$$

Funcția de transfer exterioară regulatorului este:

$$Y_{ext}(s) = \frac{K_{ext}}{sT_m(1 + sT_A)} \cdot \frac{1}{1 + sT_\Sigma};$$

cu datele problemei funcția de transfer devine

$$Y_{ext}(s) = \frac{4{,}39}{s0{,}065(1 + 0{,}015\, s)(1 + 0{,}0083\, s)}.$$

$T_{\Sigma\Omega}$ s-a calculat în ipoteza unui mutator trifazat cu punct neutru și a unei constante de timp de filtrare $T_f = 5$ ms.

Utilizînd relațiile de ajustare (4.29), (4.30) și (4.31), rezultă:

$$K_R = \frac{1}{K_{ext}} \frac{T_1}{2T_{\Sigma\Omega}} \frac{T_2 + 4T_{\Sigma\Omega}}{4T_{\Sigma\Omega}} = \frac{1}{4{,}390} \frac{65 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 8{,}34 \cdot 10^{-3}} \times$$

$$\times \frac{15 \cdot 10^{-3} + 4 \cdot 8{,}34 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 8{,}34 \cdot 10^{-3}} = 1{,}287;$$

$$T_i = T_2 + 4T_{\Sigma\Omega} = 15 \cdot 10^{-3} + 4 \cdot 8{,}34 \cdot 10^{-3} = 0{,}048 \text{ s};$$

$$T_d = \frac{4T_{\Sigma\Omega} T_2}{T_2 + 4T_{\Sigma\Omega}} = \frac{4 \cdot 8{,}34 \cdot 10^{-3} \cdot 15 \cdot 10^{-3}}{48{,}36 \cdot 10^{-3}} = 0{,}010 \text{ s}.$$

Rezultă deci:

$$r_{11} = \frac{K_R}{0{,}5} = \frac{1{,}287}{0{,}5} = 2{,}57 \text{ k}\Omega;$$

$$k_3 = \frac{T_i}{2} = \frac{48{,}36}{2} = 24{,}18\ \mu F;$$

$$k_5 = \frac{T_d}{5{,}25} = \frac{10{,}35}{5{,}25} = 1{,}97\ \mu F;$$

$$T_f = 0{,}25\, k_5 + 2 = 0{,}25 \cdot 1{,}97 + 2 = 2{,}49 \text{ ms}.$$

Constanta de timp a filtrului s-a obţinut jumătate din valoarea luată în consideraţie iniţial. Refăcînd calculele pentru $T_f = 2{,}5$ ms, adică pentru $T_{\Sigma\Omega} = 5{,}83$ ms, rezultă:

$$K_R = 2{,}086;$$

$$T_t = 38{,}32 \text{ ms};$$

$$T_d = 9{,}12 \text{ ms}.$$

şi deci:

$$r_{11} = 4{,}172 \text{ k}\Omega;$$

$$k_3 = 19{,}16\ \mu F;$$

$$k_5 = 1{,}737\ \mu F;$$

$$T_f = 2{,}43 \text{ ms},$$

faţă de 2,5 ms luate în consideraţie iniţial.

Evident că în realizarea practică a regulatorului pentru elementele pasive r_{11}, k_3 şi k_5 se vor utiliza valorile de catalog apropiate de valorile calculate.

Merită să fie scos în evidenţă faptul că la punerea în funcţiune a instalaţiei, prin variaţia potenţiometrelor m_k şi m_T se stabilesc experimental valorile pentru coeficientul de amplificare K_R şi T_t, astfel încît răspunsul sistemului să fie optim.

4.6. Sisteme de reglare a vitezei prin slăbirea cîmpului de excitaţie

Instalaţiile prezentate în paragrafele precedente, nereversibile sau reversibile, permit reglarea vitezei numai în sensul vitezelor mai mici decît cea nominală. Pentru extinderea gamei de reglare şi în domeniul vitezelor mai mari, este necesară slăbirea fluxului de excitaţie, turaţia motorului putînd fi în acest fel mărită pînă la valorile maxime admise de comutaţie şi de considerente mecanice.

Reglarea se face, aşa cum se arată în figura 3.3 la cuplu constant pînă la viteza nominală ($M = K\Phi_N I_A$) şi la putere constantă ($P = U_{Amax} I_A$) în domeniul vitezelor corespunzătoare fluxului slăbit. Schemele bloc ale unor asemenea sisteme automate de reglare a vitezei cu limitarea curentului din indus, la pornire, frînare şi respectiv reversare, sînt indicate în figurile 4.24 şi 4.25.

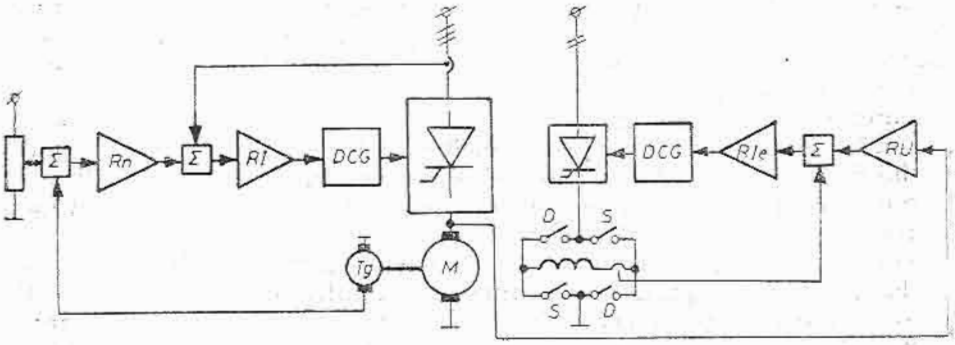


Fig. 4.24. Schema bloc de reglare prin slăbire de flux şi schimbarea polarităţii excitaţiei prin contactoare.

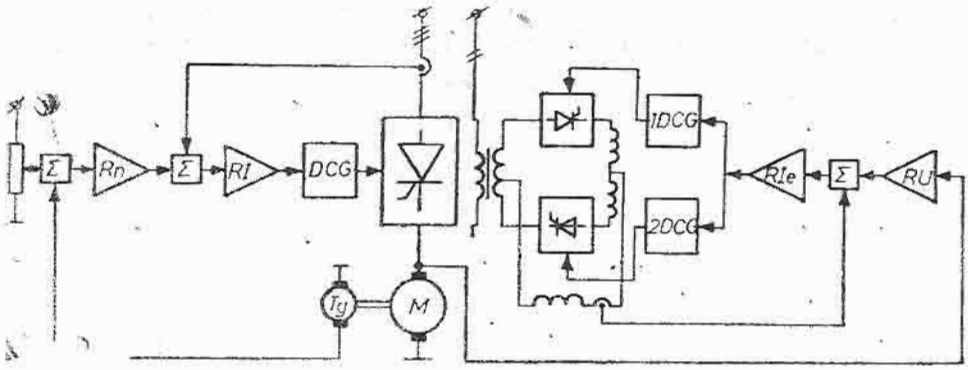


Fig. 4.25. Schema bloc de reglare prin slăbire de flux şi schimbarea polarităţii excitaţiei prin convertor.

Pînă la viteza nominală, reglarea se face pe indus printr-un convertor unidirecţional, după care reglarea se comută pe excitaţie, înfăşurarea acesteia fiind alimentată de la un convertor cu tiristoare. Acesta poate fi unidirecţional, în acest caz fiind necesare contactoare de sens pentru schimbarea polarităţii excitaţiei în perioadele de frînare-reversare (fig. 4.24), sau bidirecţional (fig. 4.25). Prima soluţie conduce la un convertor mai simplu pe partea de forţă dar mai complicat în partea de comandă, introducînd în procesul de reversare un timp mort suplimentar, necesar comutaţiei contactoarelor de sens. Cea de a doua soluţie, indicată în figura 4.25, deşi necesită un număr dublu de tiristoare şi dispozitive de comandă şi protecţie aferente, este de preferat, datorită maleabilităţii şi răspunsului mai rapid la comenzile de frînare şi reversare, cu consecinţa favorabile asupra productivităţii agregatelor acţionate.

Schema bloc pentru o instalaţie de reglare automată a vitezei, reversibilă prin schimbarea polarităţii excitaţiei printr-un convertizor bidirecţional este prezentată mai în detaliu în figura 4.26.

Indusul motorului de acţionare se alimentează de la un mutator cu tiristoare M_1 realizat de regulă în punte trifazată complet comandată, conectat la reţea fie direct, ca în figură, prin intermediul inductanţelor trifazate $k_1 - k_3$, fie printr-un transformator de adaptare cînd tensiunea nominală a motorului acţionat impune acest lucru.

Schema de reglare pe indus este clasică: două bucle în cascadă, una de turaţie condusă de regulatorul *Reg* Ω, avînd în reacţie tahogeneratorul *Tg*, şi bucla de curent condusă de regulatorul *Reg I* avînd în reacţie transformatorul f_i şi redresorul R_d. Regulatorul de curent conduce blocul de comandă pe grilă.

Curentul prin indus are în permanenţă acelaşi sens, dictat de sensul de conducţie al tiristoarelor, astfel încît polaritatea valorii impuse regulatorului de curent este păstrată aceeaşi prin contactul de releu d_2 indiferent de sensul de rotaţie al motorului, sens stabilit prin polaritatea tensiunii de referinţă.

Pentru sensul de rotaţie dreapta, de exemplu, valoarea impusă regulatorului de curent se aplică prin intermediul amplificatorului inversor „—1", iar pentru sensul stînga (d_2 declanşat) direct de la regulatorul de viteză.

În schema de reglare a convertorului bidirecţional, care alimentează înfăşurarea de excitaţie, identificăm cele două dispozitive de comandă

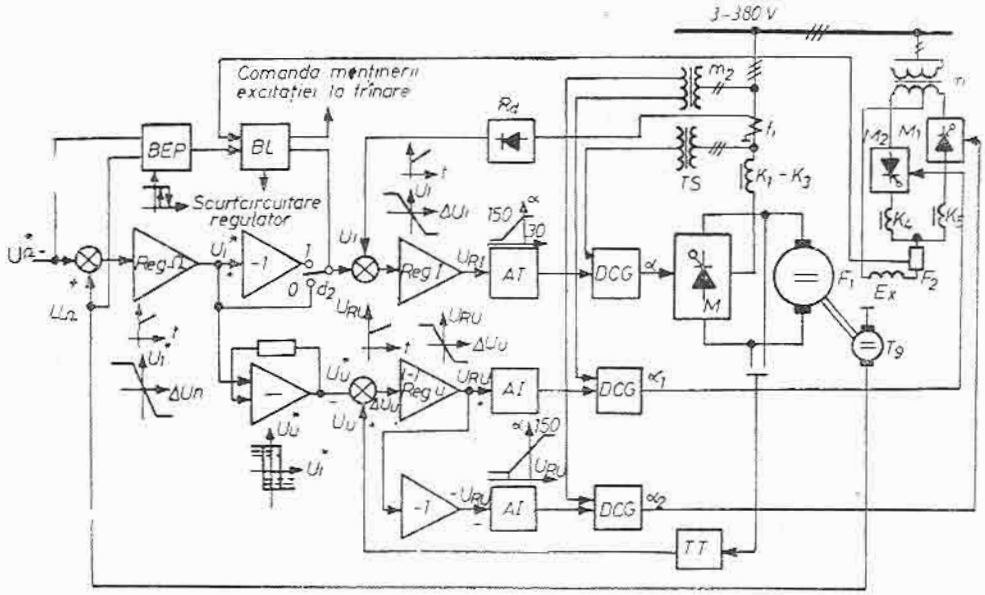


Fig. 4.26. Schema bloc detaliată a reglării prin slăbire de flux.

pe grilă, care furnizează impulsuri de comandă celor două mutatoare ale convertorului. Dispozitivele de comandă pe grilă primesc tensiunea de comandă prin intermediul a două amplificatoare de intrare de la regulatorul de tensiune *Reg U*. Din caracteristica statică de transfer a ansamblului *AI — DCG*, indicată de asemenea în schema bloc, se constată că la tensiune nulă aplicată intrării regulatorului de tensiune, ambele mutatoare funcţionează în regim de invertor ($\alpha_1 = \alpha_2 = 144°$). Pentru abateri pozitive ale tensiunii faţă de valoarea nominală unul dintre mutatoare rămîne în regim de invertor maxim, celălalt funcţionînd ca redresor.

Neglijînd, într-o primă aproximaţie, căderile de tensiune din circuitul indusului motorului, tensiunea la bornele rotorului este practic egală cu tensiunea contraelectromotoare $E = k\, I_{ex}\Omega$; reglajul de tensiune se rezumă deci la menţinerea constantă a produsului $I_{ex}\Omega$ (în ipoteza liniarităţii curbei de magnetizare). Mărimea de intrare U_U^* aplicată regulatorului de tensiune corespunde valorii nominale a tensiunii indusului, iar mărimea U_U corespunde, evident, valorilor reale ale acestei tensiuni.

Pentru valori impuse ale vitezei de rotaţie mai mici decît valoarea nominală, regulatorul de viteză aplică prin intermediul amplificatorului basculant, notat în schema bloc prin „—", regulatorului *Reg U* o tensiune negativă astfel încît, în permanenţă abaterea de tensiune are valoarea negativă, determinînd valori de 30° el. pentru unghiul de comandă α_2 şi de 150° el. pentru α_1. Mutatorul M_1 funcţionează ca invertor, iar M_2 ca redresor, furnizînd curentul de excitaţie nominal. Între cele două mutatoare trece un curent de circulaţie, limitat de bobinele K_4 şi K_5. Pe întreg intervalul de valori impuse vitezei sub valoarea nominală, curentul de excitaţie este constant, avînd valoarea nominală.

Prin urmare, pentru intervalul de viteze impuse, sub viteza nominală, regulatorul de tensiune nu intervine în sistemul de reglare curentul de excitaţie fiind menţinut la valorile lui nominale. Dacă se prescrie regula-

torului de viteză din schema de reglare de pe indus o viteză mai mare decît cea nominală, pînă la atingerea acesteia, sistemul funcționează ca mai sus la cuplu de pornire constant. Din momentul în care viteza a atins valoarea nominală, tensiunea U_U are tendința de a depăși valoarea U_U^* și deci diferența $U_U^* - U_U$ devine pozitivă, regulatorul de tensiune $RegU$ intră în funcțiune. Mărimea sa de ieșire comandă reducerea curentului de excitație, prin micșorarea tensiunii medii redresate a mutatorului M_2, unghiul de comandă α_2 apropiindu-se de 90° el.

La comanda de reversare polaritatea tensiunii U_U^* se inversează, determinînd schimbarea rolului celor două mutatoare, astfel încît curentul de excitație își schimbă sensul. Procesul de frînare și reversare este condus de blocul logic BL, pe toată durata frînării releul d_2 rămîne anclanșat, astfel încît schimbarea sensului curentului de excitație concomitent cu trecerea convertorului C_1 care alimentează indusul în regim de invertor, permite frînarea prin recuperare de energie.

Trecerea convertorului C_1 în regim de invertor are loc ca urmare a schimbării polarității tensiunii U_I^* de la ieșirea regulatorului de turație și menținerii releului d_2 anclanșat.

Trecerea prin zero a vitezei de rotație, sesizată de blocul elementelor prag, comandă prin intermediul blocului logic declanșarea releului d_2, ceea ce determină schimbarea polarității valorii impuse regulatorului de curent, convertorul C_1 reintrînd în regim de redresor. Motorul se accelerează în sens contrar pînă la valoarea impusă.

Frînarea prin recuperarea de energie are loc și la comenzi de micșorare a vitezei, blocul logic comandînd menținerea curentului de excitație pe toată durata frînării și apoi inhibarea impulsurilor de comandă atît pentru convertorul din indus cît și pentru cel de excitație.

4.7. Sisteme reversibile fără curenți de circulație

Instalațiile reversibile prezentate în paragrafele anterioare și care funcționează cu curenți de circulație permit schimbarea sensului curentului prin indus pe caracteristici paralele, zona regimului de curent întrerupt fiind evitată datorită existenței curentului de circulație. Existența acestor curenți conduce însă la încărcarea rețelei de alimentare cu energie reactivă, motiv pentru care, mai ales în cazul instalațiilor de mare putere s-au adoptat scheme fără curenți de circulație denumite „scheme cu deplasare de impulsuri".

Schema de principiu a unei asemenea instalații de reglare este indicată în figura 4.27. Reglarea se face ca și în schemele precedente, în cascadă, deosebirea constînd în faptul că buclei de reglare a curentului îi este subordonată o buclă de reglare identică a tensiunii medii de la ieșirea convertorului cu tiristoare. Necesitatea regulatorului de tensiune este determinată de faptul că la parcurgerea zonei regimului de curent întrerupt, tensiunea medie redresată are tendința de creștere excesivă, regulatorul de tensiune menținînd și în această zonă tensiunea constantă. Caracteristicile statice de transfer ale blocului de comandă pe grilă se intersectează la 180°el., astfel încît, nu mai pot apare curenți de circulație.

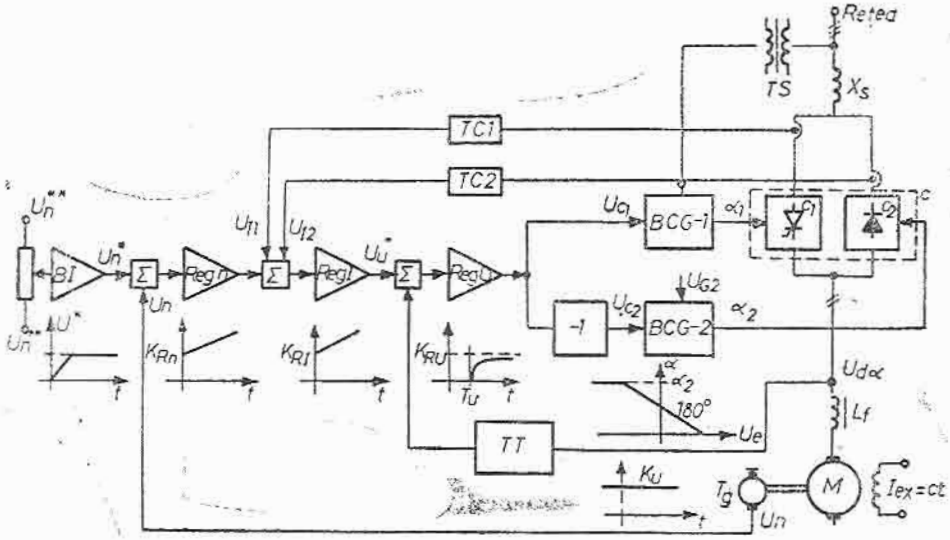


Fig. 4.27. Schema bloc a instalaţiei de reglare prin deplasare de impulsuri.

Ajustarea buclei de tensiune se face după criteriul modulului; în această buclă neexistînd nici o constantă mare de timp, regulatorul de tensiune este de tip integral, constanta de integrare avînd valoarea:

$$\tau_{iu} = 2K_0K_uT_\mu,$$

unde K_u este constanta traductorului de tensiune, K_0 constanta convertorului şi T_μ timpul mort al acestuia.

Bucla de curent se ajustează ca pentru schemele nereversibile, regulatorul de curent fiind de tip PI cu ajustările:

$$K_{RI} = \frac{1}{2}\,\frac{T_A}{T_{\Sigma I}}\,\frac{1}{K_{ext\,I}}$$

$$T_{1I} = T_A$$

$$T_{\Sigma I} = T_\mu + T_{fI}$$

$$K_{ext\,I} = K_{eu}\,\frac{1}{R_A}\,K_I$$

$$K_{eu} = \frac{U_{d\,max}}{U^*_{Umax}}.$$

Asemenea instalaţii sînt folosite în scheme de reglare pentru motoare de mare putere la tensiuni de alimentare de 750 — 1 000 V şi puteri pînă la 10 MW.

4.8. Sisteme de reglare cu grup generator-motor cu excitaţia alimentată de la mutatoare cu tiristoare

Schema de principiu pentru o asemenea instalaţie este prezentată în figura 4.28.

Avînd în vedere existenţa a trei constante de timp în procesul reglat: constanta de timp a înfăşurării de excitaţie a generatorului de curent

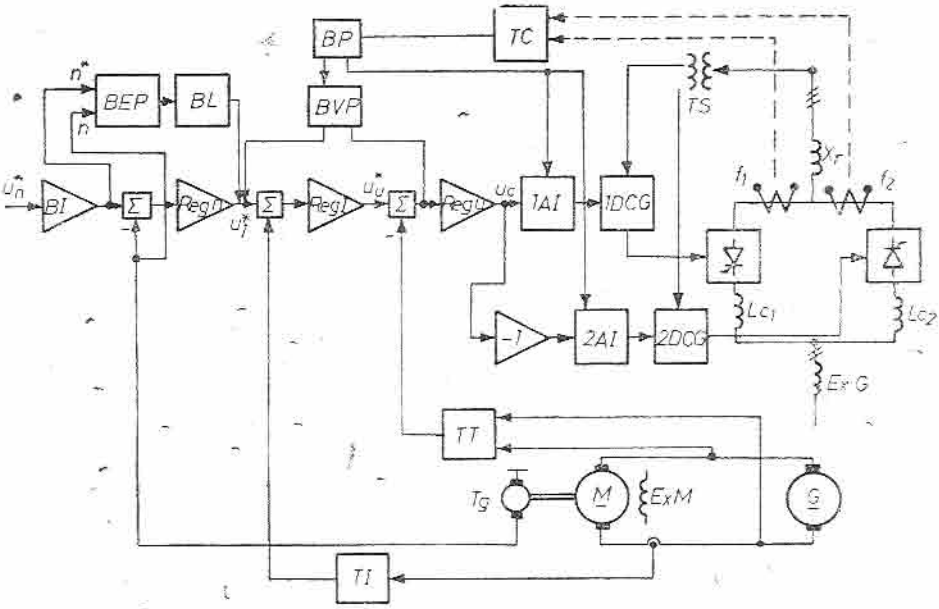


Fig. 4.28. Schema bloc a instalației de reglare prin grup generator-motor.

continuu, constanta de timp electromagnetică a circuitului indusurilor și constanta de timp electromecanică a motorului cuplat cu utilajul acționat, schema de reglare se realizează sub forma a trei circuite de reglare, cu legare în cascadă, fiecare conținînd una din aceste constante de timp (schema de principiu din figura 4.28):

— circuitul de reglare și limitare a tensiunii generatorului (prin această limitare se împiedică depășirea accidentală a unei tensiuni de circa 1,1 U_{NG} prin forțarea excitației generatorului la tensiunea plafon) care cuprinde constanta de timp a excitației generatorului (în jur de 1 s);

— circuitul de reglare și limitare a curentului motorului (prin această limitare se asigură accelerarea și frînarea motorului de curent continuu la curent constant, de exemplu, $2I_N$, sau mai general, k_pI_N) care cuprinde constanta de timp a circuitului indusurilor (în jur de 0,05 ... 0,1 s);

— circuitul de reglare a turației motorului de curent continuu, care cuprinde constanta de timp electromecanică a motorului cuplat cu sarcina.

Convertizorul reversibil este de tipul cu curent redus de circulație și limitat prin decalarea impulsurilor ($\alpha_1 + \alpha_2 = 300°$el.), precum și prin bobine între cele două convertoare în antiparalel.

Din cauza dezexcitării sarcinii puternic inductive prin funcționarea în regim de invertor, unghiul de invertor se limitează la un unghi maxim de circa 150°el. Unghiul de redresor se limitează la o valoare de circa 20 ... 30°el., la care se obține tensiunea plafon de excitare:

$$U_{eGmax} = U_{di\,max} = U_{di} \cos(20 \ldots 30)° = k_f U_{eGN},$$

unde k_f este coeficientul de forțare.

Circuitul de sarcină a convertorului fiind puternic inductiv, se iau măsurile de protecție adecvate.

Tensiunea generatorului se măsoară, cu separare galvanică, printr-un traductor de tensiune de tipul obișnuit, iar curentul motorului cu ajutorul unui traductor de curent continuu racordat la un șunt din circuitul indusurilor.

Prin blocul *BVP* (blocul valorilor prescrise) se asigură condițiile inițiale de intrare în acțiune a regulatoarelor; blocul *BVP* pune la masă ieșirile celor 3 regulatoare (descărcînd condensatoarele de integrare ale acestora) și implicit trimite impulsurile în regim de invertor limită (150° el.). Trebuie avut însă în vedere că din cauza remanenței generatorului, tensiunea acestuia nu este nulă la curent de excitație nul.

Logica de oprire, formată din blocul cu elemente prag *BEP* și blocul logic *BL*, este folosită numai dacă deranjează tîrîrea acționării la comandă de turație 0, ca urmare a derivei termice a regulatorului de turație. Această logică intervine după oprirea comandată a acționării ($n = 0$, $n^* = 0$) și prescrie un curent 0 prin punerea la masă a valorii impuse a curentului.

Blocul de protecție intervine la depășirea curentului maxim (de exemplu în cazul unor suprareglări sau oscilații în bucla de curent sau a unui cerc de foc la colector) prin intermediul blocului *BVP* anulînd referința de curent. Reamorsarea schemei se face printr-un contact extern. În schema reversibilă *BP* va supraveghea curenții din partea de curent alternativ a punților, pentru a reduce consumul de siguranțe ultrarapide la reglaj; motorul se va proteja suplimentar prin releu maximal de curent.

Regulatorul de tensiune poate fi de tipul *P* din cauza valorii mari a constantei de timp a înfășurării de excitație a generatorului. Acordarea sa se face după criteriul modulului.

Funcția de transfer a generatorului este:

$$Y_G(s) = \frac{K_G}{1 + sT_{eG}} = \frac{K_G}{sT_{eG}} \; ; \; T_{eG} \gg T_{\Sigma U},$$

unde $T_{\Sigma U}$ reprezintă suma constantelor de timp mici din circuitul de reglare (timpul mort al convertizorului cu tiristoare, eventuale constante de timp de filtrare pe calea de reacție).

Atît factorul de amplificare K_G cît și constanta de timp a înfășurării de excitație a generatorului variază proporțional cu panta în punctul de funcționare de pe curba de magnetizare:

$$K_G = \frac{E_g}{R_{eG} I_{eG}} = \frac{K_1 \Delta \Phi_G}{I_{eG}} \; ; \qquad T_{eG} = \frac{L_{eG}}{R_e} = \frac{K_2 \Delta \Phi_G}{I_{eG}} \, .$$

Raportul dintre acești parametri și implicit funcția de transfer, sînt deci constante și nu depind de punctul de funcționare.

Circuitele de reglare ale curentului și turației sînt similare cu cele prezentate anterior pentru alimentarea pe indus prin convertor cu tiristoare și ca atare nu se mai descriu.

În unele aplicații se renunță la circuitul intern de reglare a tensiunii generatorului.

În acest caz, se folosește același echipament, însă fără traductor de tensiune și circuitul de rețea aferent, regulatorul de tensiune intrînd în componența regulatorului de curent, fie ca un bloc proporțional cu factor de amplificare 1 (abstracție făcînd de inversarea polarității), fie ca un circuit *PD*, tot cu factor de amplificare 1, montînd în paralel cu rezistența de intrare R_0

un condensator C_0. În primul caz, constanta de timp a indusului intră în suma constantelor mici de timp necompensate $T_{\Sigma I}$, iar în al doilea caz ea se compensează prin timpul de derivare R_0C_0, regulatorul PI preluînd în ambele cazuri compensarea constantei de timp a generatorului; în practică se poate prevedea o constantă de timp τ_1 de cîteva ori mai mică, tinzînd spre o acordare intermediară între criteriul moduluiui ($\tau_1 = T_{\Sigma G}$) şi cel simetric ($\tau_1 = 4T_{\Sigma I}$).

La generatoare cu putere de excitaţie mai redusă, convertorul cu tiristoare poate fi în stea trifazată în loc de punte trifazată, sau în punte monofazată (eventual în schemă monofazată cu priză mediană). În aceste cazuri, circuitele de comandă pe grilă se simplifică în mod corespunzător.

4.9. Sisteme de reglare a vitezei motoarelor de curent continuu, alimentate prin impulsuri

Instalaţiile de reglare automată a vitezei cu limitare de curent sînt realizate pe aceleaşi principii ca şi instalaţiile cu redresoare comandate, reglarea efectuîndu-se prin variaţia duratei relative de conectare a tiristorului principal, prin care se alimentează indusul motorului.

Schema de reglare cuprinde (vezi fig. 4.29) un regulator de viteză $R\Omega$, care primeşte la intrare tensiunea de referinţă de la potenţiometrul P şi tensiunea de reacţie furnizată de tahogeneratorul T. Curentul i_A din circuitul rotoric, măsurat prin şuntul f, este controlat de regulatorul de curent RI. Reglarea duratei relative de conectare α este realizată de generatorul de tact GT şi de două formatoare de impulsuri FI_1 şi FI_2. Generatorul de tact dă la ieşire impulsuri dreptunghiulare de tensiune, cu perioada T (fig. 4.30,*a*) care se aplică formatorului de impuls FI_1. Această comandă, cu perioada T, aprinderea tiristorului auxiliar de stingere T_s ori de cîte ori tensiunea u_{GT} începe un nou impuls (fig. 4.30, *b*). Acelaşi dispozitiv FI_1 generează şi un semnal de referinţă u_r, în formă de dinţi de fierăstrău, avînd aceeaşi frecvenţă ca a generatorului de tact (fig. 4.30, *c*). Acest semnal este introdus prin blocul logic BL în formatorul FI_2 împreună cu mărimea de comandă u_c obţinută de la regulatorul de curent. Formatorul FI_2 produce un impuls de comandă u_1 pentru aprinderea tiristorului principal T_p, ori de

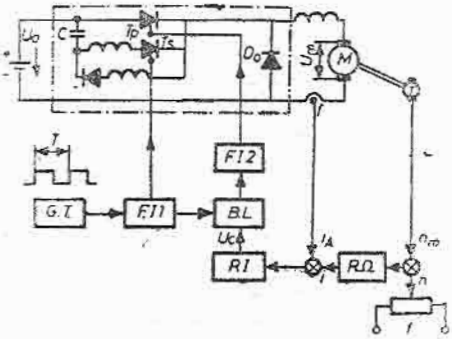


Fig. 4.29. Schema bloc a instalaţiei de reglare prin impulsuri.

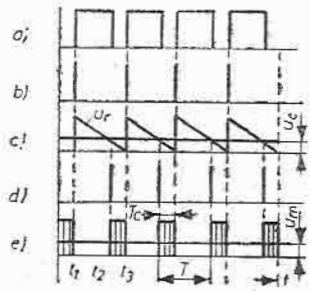


Fig. 4.30. Formele de undă ale mărimilor de comandă a instalaţiei de reglare prin impulsuri.

cîte ori semnalul u_r este egal cu tensiunea de comandă u_c (fig. 4.30, *d*). În felul acesta, prin variaţia semnalului de comandă u_c se reglează momentul de amorsare a tiristorului principal determinînd variaţia duratei de conducţie a acestuia şi obţinerea unor tensiuni dreptunghiulare, cu durată de acţionare reglabilă, care se aplică indusului motorului (fig. 4.30, *e*).

4.10. Sisteme de reglare a vitezei motoarelor asincrone alimentate prin impulsuri

4.10.1. Generalităţi privind reglarea prin impulsuri a motoarelor asincrone

Unele din cele mai uzuale scheme de reglare prin impulsuri a vitezei motoarelor asincrone în scurtcircuit sînt redate în figura 4.31. În aceste scheme s-au folosit contacte mecanice pentru o uşoară înţelegere a funcţionării lor, ale căror circuite de comandă nu au mai fost desenate.

Pentru fixarea ideilor să presupunem schema din figura 4.31, *a*, motorul fiind încărcat cu un cuplu de sarcină reactiv constant. În intervalul temporal t_a contactele *c* sînt închise; motorul fiind alimentat direct dezvoltă un cuplu electromagnetic superior celui de sarcină, accelerîndu-se. În intervalul ulterior t_p al perioadei $t_c = t_a + t_p$ (fig. 4.32) viteze unghiulară va scădea, deoarece maşina nemaifiind alimentată se anulează cuplul electromagnetic. Modificînd la $t_c = \text{const.}$, *durata relativă a impulsului*,

$$\varepsilon = \frac{t_a}{t_a + t_p} = \frac{t_a}{t_c} \leqslant 1 \tag{4.41}$$

se va modifica viteza unghiulară medie $\tilde{\Omega}$ a motorului funcţionînd în regim stabilizat. Durata ciclului t_c fiind redusă faţă de constanta electromecanică T_m a sistemului de acţionare, viteza unghiulară instantanee în regim stabilizat oscilează în jurul lui $\tilde{\Omega}$, dar cu abateri foarte mici faţă de aceasta. Aceste abateri pot fi dealtfel scăzute şi mai mult prin majorarea constantei electromecanice de timp T_m (crescînd, de pildă, momentul de inerţie axial total redus la arborele motorului J), ca şi prin creşterea frecvenţei impulsurilor $1/t_c$.

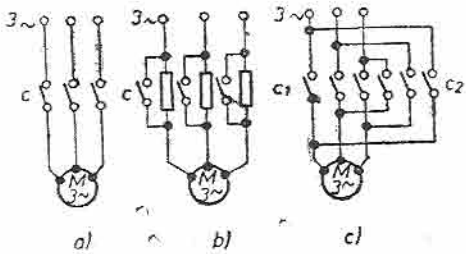


Fig. 4.31. Scheme posibile de reglare prin impulsuri a vitezei motoarelor asincrone trifazate în scurtcircuit.

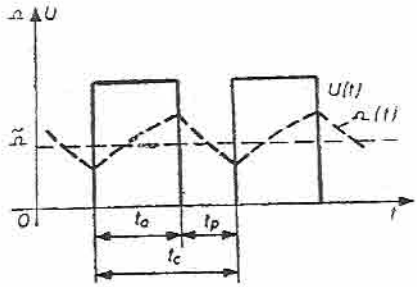


Fig. 4.32. Reglarea vitezei unghiulare prin metoda impulsurilor:
$U(t)$, $\Omega(t)$ — evoluţiile temporale ale tensiunii efective pe fază în stator, respectiv a vitezei unghiulare instantanee; $\tilde{\Omega}$ — viteza unghiulară medie aritmetică pe ciclu a motorului.

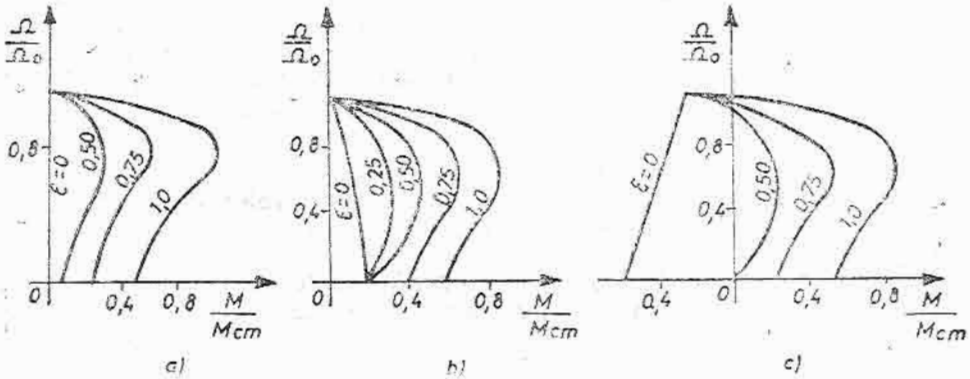


Fig. 4.33. Caracteristici mecanice ale motoarelor asincrone trifazate în scurtcircuit, obținute la reglarea vitezei unghiulare prin impulsuri (familiile de caracteristici *a*, *b*, *c*, corespund respectiv schemelor *a*, *b*, *c*, figura 4.31). Parametru ε — durata relativă a impulsurilor.

Utilizarea schemelor din figura 4.31, *a* și *b*, conduce la o reglare în limite largi numai dacă cuplul de sarcină la arborele motorului este apropiat de cel nominal. Schema din figura 4.31, *c* permite reglarea vitezei și la sarcini mici. Corespunzător schemelor *a*, *b*, *c* din figura 4.31, pentru diferite durate relative ale impulsurilor ε se obțin caracteristicile mecanice $\tilde{\Omega}/\Omega_0 = f(M/M_{km})$ trasate în figura 4.33, *a*, *b*, *c*. În toate aceste ultime trei figuri, cazul $\varepsilon = 1$ corespunde motorului alimentat în permanență direct la rețeaua cu tensiuni efective nominale de fază, caz în care se obține de fiecare dată caracteristica mecanică statică naturală. Pentru $\varepsilon = 0$ în figura 4.33, *a*, se obține o caracteristică mecanică ce coincide cu axa ordonatelor, mașina fiind mereu deconectată de la rețea. Același $\varepsilon = 0$ conduce în figura 4.33, *b* la caracteristica mecanică statică corespunzătoare rezistențelor introduse pe fiecare linie de alimentare statorică, pe cînd $\varepsilon = 0$ pentru figura 4.33,*c*, corespunzătoare schemei din figura 4.31, *c*, conduce la o caracteristică corespunzătoare frînării contracurent.

Valorile reduse ale duratei relative a impulsului conduc la o solicitare termică deosebită a motorului asincron. Explicația rezidă în conținutul ridicat în armonice superioare din componența curenților de alimentare. Din acest motiv, ca și din cauza caracterului oscilant al vitezei motoarelor, aplicarea acestui procedeu de reglare a vitezei motoarelor asincrone în scurtcircuit este limitată. Metoda este mai răspîndită la motoarele asincrone cu inele, la care se folosește un reostat în circuitul rotorului, metodă de care ne vom ocupa mai jos, cît și în sistemele de acționare electrică cu inerție mare, respectiv cu moment de inerție axial ridicat la arborele motorului.

4.10.2. Reglarea prin rezistențe suplimentare rotorice comandate prin impulsuri

Reglarea turației prin variația rezistenței echivalente pe fază în circuitul rotoric al motorului asincron cu rotorul bobinat este neeconomică, dar se poate admite în serviciile de funcționare de scurtă durată *S2* și intermitent periodic *S3*, mai ales dacă puterea nominală a motorului nu este prea mare. Datorită acestor considerații se folosesc și în sistemele contemporane de

acționare electrică, cu motor asincron cu rotorul bobinat, scheme ce permit variația uneia sau a mai multor rezistențe suplimentare rotorice prin variația duratei relative de conectare. Pentru aceasta, se folosește un convertor de impulsuri sau variator de tensiune continuă cu comutație forțată, conectat la bornele punții redresoare cu diode u_1 (fig. 4.34). Rezistența R_s introdusă în circuitul rotoric poate fi scurtcircuitată intermitent periodic de către convertor. Dacă R_s este scurtcircuitat în intervalul temporal t_a dintr-o perioadă t_c, rezistența medie din circuitul de curent continuu va fi:

$$\tilde{R}_s = \left(1 - \frac{t_a}{t_c}\right) R_s = (1 - \varepsilon) R_s. \tag{4.42}$$

În cazul punții redresoare u_1 cu 6 pulsuri, ca cea din figura 4.34, rezistența suplimentară pe fază în circuitul rotorului va fi:

$$R_{2s} = \frac{1}{3}\left(\frac{I_d}{I_2}\right)^2 \tilde{R}_s = 0{,}55\,(1 - \varepsilon) R_s. \tag{4.43}$$

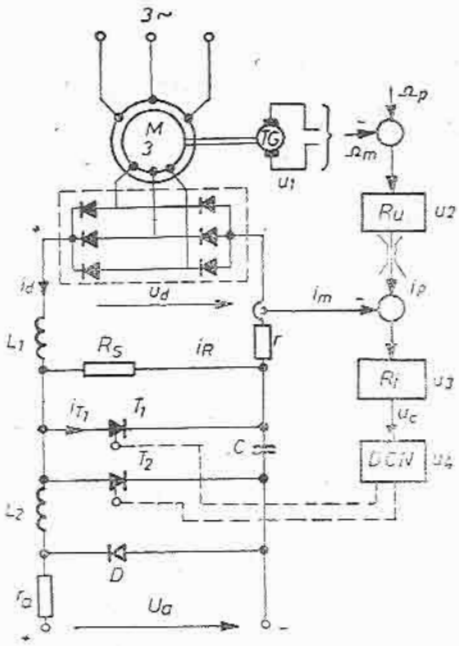


Fig. 4.34. Schema de principiu a reglării turației unui motor asincron cu rotorul bobinat cu rezistență comandată prin impulsuri în circuitul rotoric:

u_1 — punte redresoare cu 6 pulsuri; u_2 — regulator de turație; u_3 — regulator de curent; u_4 — dispozitiv de comandă numerică pe grilă.

Alunecarea critică s_k a caracteristicii mecanice reostatice statice pe care funcționează motorul asincron este:

$$s_k = \frac{R_2' + R_{2s}'}{\sqrt{R_1^2 + X_k^2}} \simeq \frac{R_2' + 0{,}55\tilde{R}_s'}{X_k}. \tag{4.44}$$

Alunecarea critică maximă ce poate fi atinsă va fi:

$$s_{km} \simeq \frac{R_1' + 0{,}55 R_s'}{X_k}, \tag{4.45}$$

ce se obține pentru $\varepsilon = 0$ (R_s permanent în circuit). Așadar alunecarea critică a caracteristicilor mecanice reostatice ce pot fi realizate va fi:

$$s_k \in (s_k\,;\ s_{km}), \tag{4.46}$$

s_k fiind alunecarea critică corespunzătoare caracteristicii mecanice naturale. În figura 4.35 s-a haşurat domeniul măturat de familia de caracteristici mecanice reostatice ce pot fi realizate.

În ce privește funcționarea convertorului de impulsuri, observăm că tensiunea redresată U_d alimentează circuitul: bobina de reactanță L_1, rezistorul suplimentar R_s. Tiristoarele principal T_1 și auxiliar T_2 nu sînt simultan în conducție sau blocare. La bornele rezistenței R_s avem

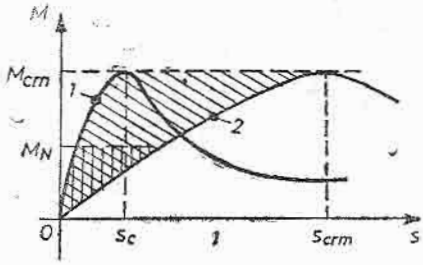


Fig. 4.35. Familia de caracteristici mecanice reostatice ce poate fi realizată de motorul asincron cu inele şi variator de tensiune continuă cu rezistenţă suplimentară în circuitul rotoric:

1 — caracteristica mecanică naturală; *2* — caracteristica mecanică reostatică cu alunecare critică maximă realizabilă. Haşurat simplu; — fără regulatorul de intensitate u_3; haşurat dublu; — cu regulatorul de intensitate în funcţiune.

tensiunea $u_R = R_s i_R$. Tensiunea u_R coincide cu tensiunea u_C de la bornele condensatorului C, dacă tiristorul T_2 este în conducţie; u_C creşte simultan cu creşterea curentului i_R. Pentru a menţine tensiunea condensatorului, în vederea comutaţiei forţate, este necesară o sursă auxiliară de tensiune U_a şi un rezistor r_a, figurate în josul schemei din figura 4.34.

În figura 4.36, *a*, s-a redat evoluţia temporală a curentului principal i: acesta trece, fie prin tiristorul T_1 (curentul i_{T_1}), fie prin rezistorul R_s (curentul i_R). În intervalele t_e conduce tiristorul T_1 şi curentul $i_d = i_{T_1}$ creşte după o exponenţială cu constanta de timp L_1/r, rezistorul R_s fiind scurtcircuitat. Cînd se atinge valoarea maximă $i_{d\,max} = I_m$ a curentului, dispozitivul de comandă numerică u_4 trece în conducţie, tiristorul T_2 blocînd pe T_1. Curentul i_d trece de această dată prin rezistorul R_s şi scade după o exponenţială, cu constanta de timp $L_1/(R_s + r)$.

În figura 4.36, *b*, se arată evoluţia temporală a curenţilor şi tensiunilor în procesul de comutaţie. Cînd tiristorul T_1 a intrat în conducţie, tensiunea pe acesta u_{T_1} scade brusc, crescînd curentul i_{T_1}; acestuia i se adaugă curentul i_C de reîncărcare a condensatorului C. Curentul i_C are un maximum în intervalul t_0. Tensiunea u_C pe condensator schimbă de semn. Procesul reîncărcării condensatorului este de circa (2 ... 3) 100 μs.

Cînd se comandă trecerea în conducţie a tiristorului T_2, tensiunea condensatorului blochează tiristorul T_1. Curentul i_C prin condensator creşte la dublul valorii curentului de sarcină, condensatorul reîncărcîndu-se cu tensiunea de polaritate schimbată din nou, după o curbă exponenţială.

Schema analizată este susceptibilă de unele îmbunătăţiri; pentru mărirea domeniului de variaţie al rezistenţei din rotor se pot folosi mai multe rezistoare în serie, fiecare din ele comandat de către un convertor de impuls conectat în paralel. Se mai poate prevedea, în statorul motorului asincron, un variator de tensiune alternativă trifazată realizat cu montaje antiductoare (cîte două tiristoare pe fiecare linie de alimentare, legate paralel

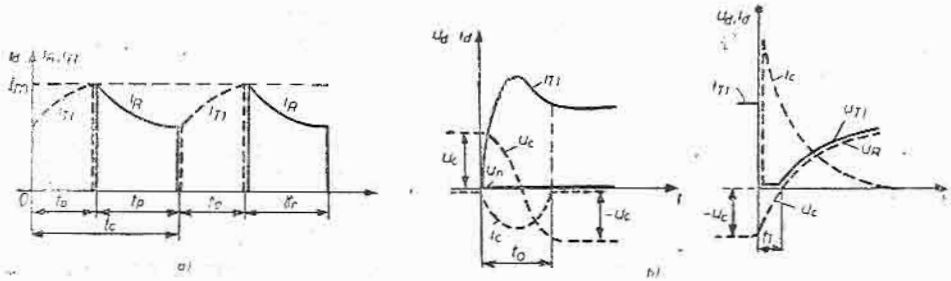


Fig. 4.36. Evoluţia temporală:

a — a curentului $i_d = i_R + i_{T_1}$; *b* — a tensiunilor şi curenţilor la conducţia şi blocarea tiristorului principal T_1 din schema din figura 4.34.

în opoziție), pentru a se putea realiza și modificarea tensiunilor efective de alimentare. În această situație, reglarea turației și curentului se face tot în cascadă. Pentru a face ca mașina asincronă să funcționeze în cadranele I și IV, în serie cu rezistorul R_s (fig. 4.34) se poate introduce un condensator, ce poate mări și alunecarea maximă realizată s_{km}.

Dimensionarea ventilelor poate fi făcută ținînd seama de bilanțul puterii active în circuitul rotoric,

$$M\Omega_0 s = E_{d_0} I_d. \tag{4.47}$$

Cea mai mare tensiune redresată apare la alunecarea maximă $s_k = 1$; tensiunea medie ideală redresată a redresorului necomandat este:

$$E_{d_0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} s_k E_{20}, \tag{4.48}$$

E_{20} fiind tensiunea efectivă de fază rotorică cînd rotorul este blocat. Făcînd $s_k = 1$ în egalitatea (4.48) și eliminînd apoi E_{d_0} între relațiile (4.47) și (4.48) găsim curentul redresat:

$$I_d = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \frac{\Omega_0}{E_{20}} M. \tag{4.49}$$

Se ține cont de faptul că tiristorul T_1 trebuie să preia și curentul circuitului de stingere; de aceea, tiristorul principal se alege pentru curent mediu:

$$I_T = 2I_{d\,max}. \tag{4.50}$$

Solicitarea în tensiune a tiristorului va fi:

$$U_{RT_{max}} = E_{d_0} + (R_s + r)I_{d_{max}}, \tag{4.51}$$

Din cele de mai sus rezultă că solicitarea ventilelor este determinată de cuplul maxim și alunecarea maximă.

4.10.3. Reglarea vitezei prin impulsuri în regim pas cu pas

Alimentarea fazelor statorice ale motorului asincron trifazat prin impulsuri de tensiune continuă într-o succesiune preimpusă conduce la posibilitatea ca acesta să se comporte, din punct de vedere funcțional, ca un convertor numeric-analogic. Consecința va fi că motorul asincron poate fi comandat de sisteme numerice automate, cu avantaje față de sistemele continue, putînd înlocui uneori motoarele pas cu pas de execuție specială.

Cîmpul magnetic din întrefierul motorului asincron se va roti în spațiu în mod discontinuu și va ocupa, succesiv, un număr multiplu de trei poziții discrete. Acesta conduce la deplasarea rotorului cu intervale unghiulare elementare succesive, analog deplasărilor unghiulare ale rotorului unui motor pas cu pas.

Alimentarea motorului asincron în regim pas cu pas se face de la o sursă de impulsuri de tensiune de aceeași polaritate. Reglarea vitezei are loc prin modificarea acestor impulsuri. În figura 4.37 s-a redat schema-bloc a unui sistem de comandă a alimentării cu impulsuri de tensiune de frecvență variabilă. Impulsurile se amplifică și sînt distribuite într-o succesiune determi-

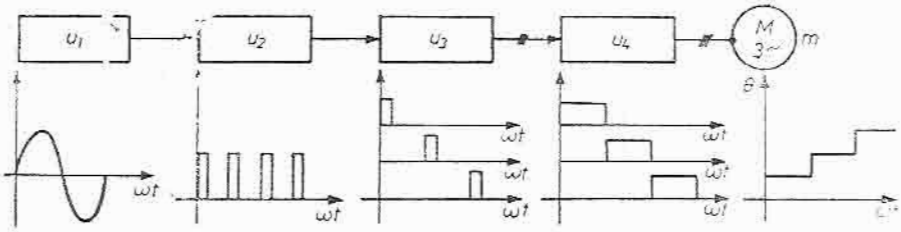


Fig. 4.37. Schema-bloc a sistemului de comandă a motorului asincron în regim pas cu pas:

u_1 — generatorul de frecvență; u_2 — generatorul de impulsuri; u_3 — distribuitorul de impulsuri; u_4 — amplificatorul de putere sau dispozitivul de comutație; m — motorul asincron trifazat

nată la fazele statorice ale motorului. Blocurile funcționale ale sistemului de comandă sînt: u_1 — generatorul de frecvență; u_2 — formatorul de impulsuri; u_3 — distribuitorul de impulsuri; u_4 — amplificatorul de putere sau dispozitivul de comutație; m — motorul asincron trifazat.

În ansamblu, funcționarea sistemului de comandă este următoarea: tensiunea sinusoidală de frecvență variabilă obținută de la generatorul de frecvență u_1 se aplică la intrarea formatorului de impulsuri u_2. La ieșirea acestuia, impulsurile au amplitudine și lățime determinată de frecvența dorită, egală cu frecvența semnalelor aplicate intrării distribuitorului de impulsuri u_3. Amplificarea finală de putere are loc în blocul u_4; deseori blocurile u_3 și u_4 formează un singur ansamblu, generatorul de impulsuri.

Există cîteva variante de realizare fizică a sistemului de comandă descris anterior. Fără a se mai intra în detalii, se prezintă în figura 4.38, una din aceste scheme ale unui dispozitiv de comutație cu tiristoare, ca și repartizarea impulsurilor de tensiune pe faze. În oricare din scheme, scopul urmărit este o repartiție în trepte a cîmpului magnetic în întrefierul mașinii. Alimentînd succesiv cu impulsuri decalate la $2\pi/3$ rad fazele statorice ale motorului asincron trifazat, rotorul va urmări cîmpul magnetic învîrtitor în mod discret, sacadat. După fiecare comutare, direcția cîmpului magnetic va fi decalată cu un unghi egal cu mărimea pasului înfășurării, față de direcția avută anterior acesteia.

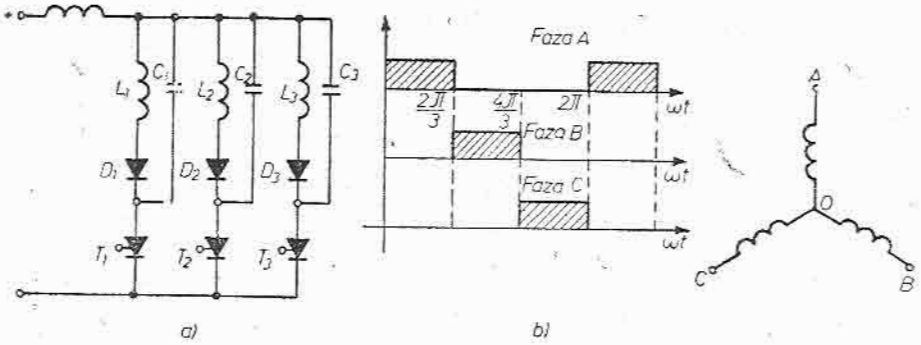


Fig. 4.38. Schema unui dispozitiv de comutație cu tiristoare, alimentat de la o sursă de tensiune continuă, pentru comanda în regim pas cu pas a unui motor asincron (*a*) și repartizarea impulsurilor pe fazele motorului (*b*).

La întreruperea alimentării fazei A, fluxul magnetic asociat curentului ce parcurge această fază se anulează, în timp ce curentul din faza B, crescînd de la zero la valoarea maximă, produce un flux magnetic crescător tot între aceleași limite etc. Variațiile fluxului statoric induc curenți rotorici tranzitorii, care, interacționînd cu cîmpul magnetic statoric, generează un cuplu electromagnetic ce se exercită asupra rotorului.

Este evident că diferitele moduri posibile de conectare ale înfășurărilor de fază statorice au consecințe asupra unghiului de rotație și cuplului electromagnetic.

4.11. Reglarea vitezei motoarelor asincrone cu scheme în cascadă

Acționările cu mașini asincrone în cascadă cu mutatoare se folosesc cînd este necesar un domeniu limitat de variație al turației sub și peste turația de sincronism. Puterea nominală a mașinii asincrone folosite este mare și foarte mare, nemaiputîndu-se accepta reglarea turației reostatice în rotor în serviciul de funcționare S_1, datorită pierderilor exagerate. Schemele în cascadă se bazează pe recuperarea puterii de alunecare:

$$P_2 = sP_{em}, \tag{4.52}$$

s fiind alunecarea și P_{em} puterea electromagnetică cedată rotorului, aproximativ egală cu puterea absorbită de la rețea. Inconvenientul principal al recuperării puterii de alunecare P_2 constă însă în faptul că în rotor curenții au frecvență variabilă f_2 și tensiunea efectivă pe fază variabilă U_2, dacă viteza de rotație variază, ambele fiind date de relațiile:

$$f_2 = sf_1; \quad U_2 = sU_{20}, \tag{4.53}$$

unde f_1 este frecvența tensiunilor statorice de alimentare, iar U_{20} tensiunea efectivă indusă pe fază cînd rotorul este blocat.

Pentru eliminarea dezavantajului introdus de relațiile (4.53), în schemele în cascadă parametrii puterii de alunecare sînt transformați în parametri de curent continuu, folosindu-se apoi două căi distincte:

— *cu recuperare mecanică*, dacă puterea de alunecare este furnizată la arborele motorului asincron prin intermediul unui motor de curent continuu (fig. 4.39, *a*);

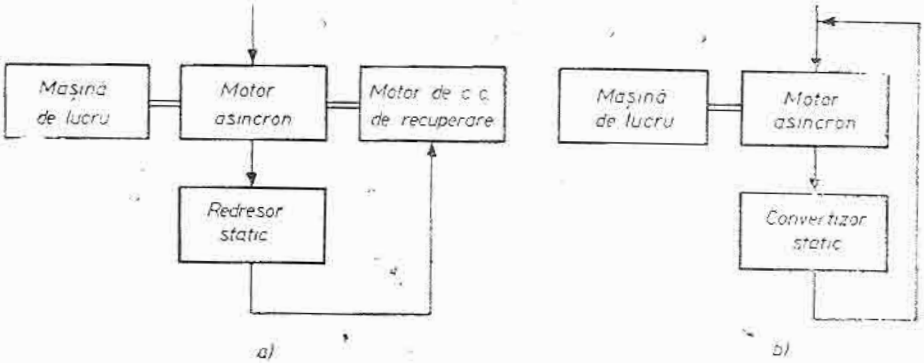


Fig. 4.39. Schemele bloc ale cascadelor cu recuperarea puterii de alunecare:
a — recuperare mecanică; *b* — recuperare electromagnetică.

— *cu recuperare electromagnetică*, la care parametrii puterii de alunecare se retransformă în parametrii de curent alternativ, fiind restituiţi apoi în reţeaua de alimentare a motorului asincron (fig. 4.39, *b*).

Denumirea de *cascadă* a . . o semnificaţie istorică : iniţial, în schemele precedente se foloseau numai maşini electrice rotative, alimentate una din alta (în *cascadă*) de la circuitul rotoric al motorului asincron.

La toate schemele în cascadă, motorul asincron de acţionare este cu inele. Redresorul sau convertorul din circuitul său rotoric sînt dimensionate pentru valoarea maximă a puterii de alunecare, atinsă la turaţia minimă, deci la alunecarea maximă. Această circumstanţă face ca instalaţiile şi circuitele de reglare din circuitul rotoric al motorului asincron să fie mai ieftine şi mai simple.

4.11.1. Cascada subsincronă cu recuperare mecanică a puterii de alunecare (cascada Krämer statică)

În figura 4.40 s-a reprezentat schema simplificată de putere a unei cascade cu recuperare mecanică. Redresorul trifazat bialternanţă *u* este necomandabil, cu diode cu siliciu cu randament foarte ridicat ; motorul asincron m_1 se alimentează direct din reţeaua industrială trifazată. Tensiunea de la ieşirea punţii se aplică motorului de curent continuu cu excitaţie independentă m_2 de recuperare, cuplat cinematic direct sau prin intermediul unui reductor *R* cu arborele comun al motorului asincron m_1 cu inele şi al maşinii de lucru acţionate.

După pornirea motorului m_1 (contactele c_1 închise, c_2 deschise), cu reostatul trifazat de pornire la maximum, acesta este scurtcircuitat. Cînd viteza unghiulară se stabilizează, se deschid contactele c_1 şi se închid contactele c_2 şi c_3. Pornirea se poate realiza şi cu un reostat instalat în circuitul curentului rotoric redresat.

Tensiunea la ieşirea redresorului *u* are valoarea $\frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{20}S$ şi este egală cu tensiunea U_A de alimentare a motorului de recuperare m_2, care la funcţionarea în gol are expresia :

$$U_A = k\Phi\Omega_M$$

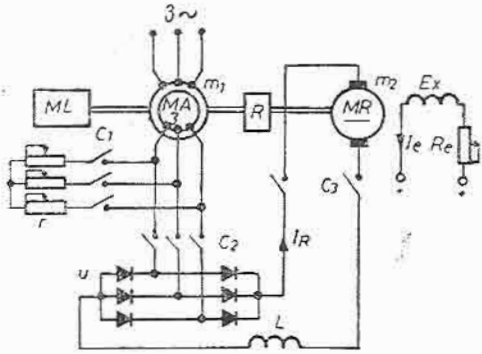


Fig. 4.40. Schema simplificată de putere a unei cascade cu recuperare mecanică a puterii de alunecare (cascadă Krämer statică).

unde $\Omega_M = \frac{\Omega}{i}$ este viteza motorului de curent continuu iar *i* raportul de transmisie al reductorului *R*. Rezultă

$$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{20} \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0} = k\Phi \frac{\Omega}{i}$$

de unde

$$\Omega = \frac{\Omega_0}{1 + \frac{\pi}{3\sqrt{6}} k \frac{\Omega_0}{iU_{20}} \Phi} . \qquad (4.54)$$

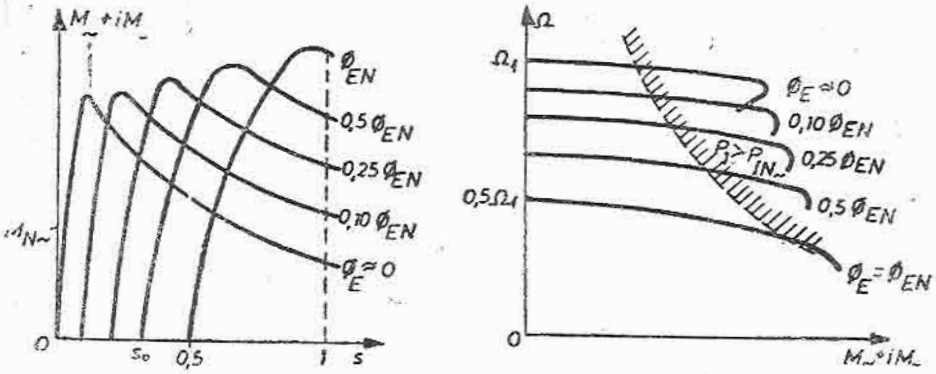


Fig. 4.41. Caracteristicile mecanice ale cascadei Krämer.

Crescînd curentul de excitație al motorului de recuperare m_2, la cuplul de sarcină reactiv constant, scade viteza motorului asincron.

Proprietatea de bază a cascadei subsincrone cu recuperare mecanică constă în faptul că la puterea absorbită constantă cascada funcționează la putere mecanică constantă.

Puterea motorului asincron m_1 poate fi exprimată aproximativ, prin egalitatea

$$P_N = M_N \Omega_0,$$

iar puterea de alunecare după cum urmează:

$$P_2 = sP_N = sM\Omega_0 = M_R\Omega_R = \frac{M_R\Omega}{i} \tag{4.55}$$

neglijînd unele pierderi. Puterea mecanică totală disponibilă la arborele motorului asincron va fi

$$M\Omega + sP_N = \Omega\left(M + \frac{M_R}{i}\right) = M\Omega_0, \tag{4.56}$$

deoarece

$$M\Omega + sP_N = M\Omega + sM\Omega_0 = M\left(\Omega + \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0} \cdot \Omega_0\right) = M\Omega_0.$$

Comparînd relațiile (4.55) și (4.56), rezultă că:

$$\left(M + \frac{M_R}{i}\right)\Omega = P_N = \text{const.}, \tag{4.57}$$

ceea ce trebuia demonstrat.

Familia de caracteristici mecanice ale sistemului celor două motoare cuplate rigid pe aceeași sarcină, funcție de fluxul de excitație Φ este redată în figura 4.41. Pe ordonată s-a luat suma dintre cuplul M al motorului asincron și cuplul M al motorului de curent continuu, raportat la arborele motorului asincron.

Cascadele cu recuperare mecanică la putere constantă se întrebuințează la laminoarele finisoare, de țevi etc., ca și acolo unde se pretind cupluri mari la turații scăzute, subsincrone. Dacă motorul de recuperare este cu excitație mixtă, se pot obține caracteristici mecanice statice de tip compound.

4.11.2. Cascada cu recuperare electromagnetică a puterii de alunecare (cascada Scherbius statică)

Cascada cu recuperare electromagnetică a puterii de alunecare (fig. 4.42) conține în afara redresorului în punte u_1, alimentat de la inelele mașinii asincrone și un mutator u_2 în regim de invertor, comandat de la rețea. Acesta din urmă recuperează energia din circuitul intermediar de curent continuu și o retransmite rețelei, abstracție făcînd de unele pierderi. Transformatorul m_2 este un transformator de adaptare între rotor și rețea, tensiunea redresată u_2 depinzînd de alunecare. Bobina de reactanță L_d netezește curentul redresat i_d, preluînd și diferența tensiunilor instantanee de pe partea de curent continuu a mutatoarelor u_1 și u_2. Turația motorului asincron se modifică prin variația unghiului de comandă α a ventilelor invertorului u_2. În fine, impulsurile de comandă ce se aplică invertorului sînt generate de un dispozitiv de comandă, fiind sincronizate cu frecvența rețelei.

Tensiunea la bornele redresorului u_1 conectat la inele are valoarea $k_d U_{20} s$ și este egală cu tensiunea de intrare a mutatorului u_2 care funcționează ca invertor ($\alpha > 90°$el.),

$$U_{\alpha i\alpha} = kdU_{2i} |\cos \alpha| \tag{4.58}$$

unde U_{2i} este tensiunea din secundarul transformatorului m_2 și este egală cu U_1/k_i, cu k_i raportul de transformare al acestuia. Rezultă, presupunînd mutatoarele u_1 și u_2 de același tip

$$U_{20} \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0} = U_{2i} |\cos \alpha| \tag{4.59}$$

rezultînd deci la funcționarea în gol

$$\Omega = \Omega_0 \left(1 - \frac{U_1}{k_i U_{20}} |\cos \alpha|\right). \tag{4.60}$$

Familia de caracteristici mecanice care se obțin sînt indicate în figura 4.43.

În întreg domeniul de reglare a turației, neglijînd modificarea condițiilor de evacuare a căldurii cu variația turației, motorul asincron m_1 poate folosi puterea maximă admisibilă P_1 preluată din rețea. Din aceasta, puterea

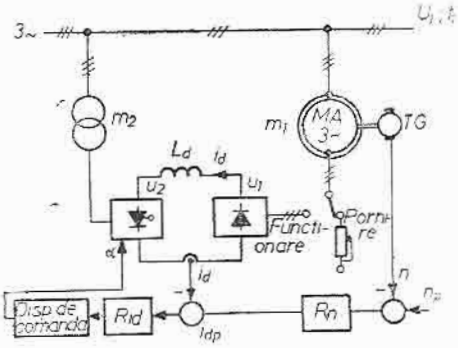


Fig. 4.42. Schema-bloc simplificată a cascadei Scherbius.

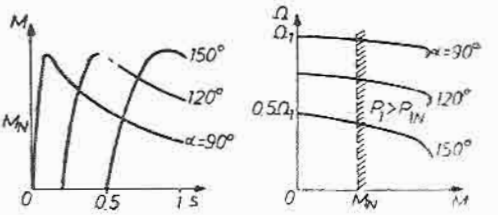


Fig. 4.43. Caracteristicile mecanice ale cascadei Scherbius.

maximă utilă la arborele motorului este $P_1(1 - s)$. De aici rezultă cuplul electromagnetic dezvoltat de motor

$$M = \frac{P_1(1 - s)}{\Omega} = \frac{P_1(1 - s)}{\Omega_0(1 - s)} = \frac{P_1}{\Omega_0} = \text{const.} \tag{4.61}$$

deoarece viteza unghiulară a motorului este $\Omega = \Omega_0(1 - s)$. În consecință, *cuplul electromagnetic M admisibil de durată la arborele motorului este constant*, în domeniul de reglare a vitezei; motorul nu se încălzește peste limita admisă.

Avantajele cascadelor subsincrone cu mutatoare statice constau în: randament ridicat; inexistența mașinilor electrice cu colector; putere de comandă foarte redusă; posibilitatea obținerii de acționări de mare și foarte mare putere reglabilă în domeniul 1 : 2.

4.11.3. Cascadă sub și suprasincronă cu mutatoare statice

Se poate folosi o cascadă cu mutatoare statice și recuperare electromagnetică a puterii de alunecare, care să permită reglarea turației atît în domeniul subsincrom, cît și în cel suprasincron. Schema de principiu se arată în figura 4.44. Puntea redresoare u_1 din schema cascadei subsincrone Scherbius 4.43 se înlocuiește cu un mutator comandabil. Prin modificarea unghiului de comandă α_M se poate lua, respectiv furniza putere electromagnetică, atît statorului cît și rotorului mașinii (dublă alimentare). În acest mod se obține o acționare capabilă să funcționeze sub- și suprasincron.

În domeniul motor subsincron mutatorul u_1 funcționează în regim de redresor ($\alpha_M = 0$). Mutatorul u_2 funcționează ca invertor, fiind comandat cu un unghi $\alpha_R \in (90°; 180°)$. În funcționarea suprasincronă motoare, pe lîngă puterea dată mașinii prin stator, se mai injectează putere suplimentară în rotor. Mutatorul u_1 lucrează ca invertor ($\alpha_M = \pi$) și cel de rețea u_2 ca redresor, cu unghiul de comandă $\alpha_R \in (0°; 90°)$, după alunecare. În domeniul de generator asincron ambele mutatoare își modifică regimurile, sensurile puterilor schimbîndu-se. La trecerea prin turația nulă felul de funcționare al mașinii se modifică, trecînd din cel de motor în cel de generator și invers.

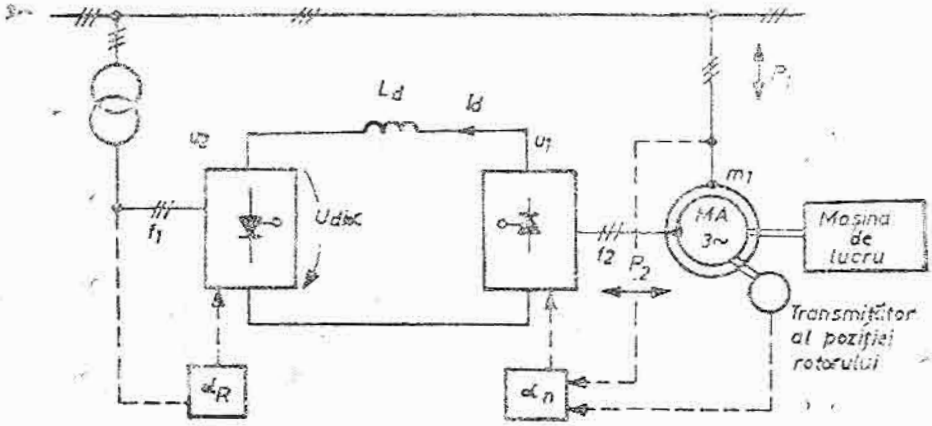


Fig. 4.44. Principiul cascadei sub- și suprasincrone.

4.12. Transmisii sincrone cu maşini asincrone

În acest paragraf interesează sistemele de transmisie sincronă cu maşini asincrone, care fac ca arborii a două sau mai multor maşini de lucru, necuplate cinematic şi deseori la distanţe mari unul faţă de ceilalţi, să se rotească sincron în regim dinamic sau să păstreze un anumit raport al turaţiilor. Cuplurile statice de la arborii în chestiune pot varia aleatoriu, dar să nu depăşească anumite valori limită superioare. Asemenea *arbori electrici* sînt pretinşi de diverse procese tehnologice. Se vor examina numai unele din schemele utilizate cu maşini asincrone, fără să se epuizeze întreaga lor gamă.

Folosirea arborilor electrici cu maşini asincrone are loc la acţionarea macaralelor portal, a unor poduri rulante, acţionarea ecluzelor, trenurilor cu role ale laminoarelor, diferite maşini din industria celulozei şi hîrtiei. Arborii electrici pot fi sau nu cuprinşi în diferite sisteme de reglare automată.

Un *arbore electric cu maşini auxiliare asincrone trifazate* are o schemă ca cea din figura 4.45. În componenţa lor intră două motoare asincrone m_1 şi m_2, de obicei identice, ce pot fi şi cu rotorul bobinat, cu reostate rotorice, separate cuplate cu maşinile de lucru $ML1$ şi $ML2$, cît şi două maşini auxiliare asincrone cu rotorul bobinat m_3 şi m_4, de asemenea identice. Atît în statorul cît şi rotorul maşinilor asincrone auxiliare acestea sînt conectate în felul următor: faza omoloagă la faza omoloagă.

La o încărcare diferită a motoarelor m_1 şi m_2 aceasta ar conduce la poziţii unghiulare diferite ale rotoarelor maşinilor, respectiv la un defazaj al tensiunii rotorice

$$\theta = p\alpha, \tag{4.62}$$

unde: θ este unghiul geometric între poziţiile celor două rotoare ale maşinilor auxiliare m_3, m_4; p — numărul de perechi de poli ai acestor maşini. Schema echivalentă pe fază rotorică a maşinilor auxiliare m_3, m_4 este cea din figura 4.46, unde s-au neglijat rezistenţele pe fază R_1 în stator. Semnificaţia indicilor folosiţi în scrierea diverselor mărimi este următoarea: primul indice se referă la circuitul maşinii, iar secundul la arborele pe care se găseşte maşina (ex.: $\underline{E}'_{21}$ este imaginea în complex simplificat a ten-

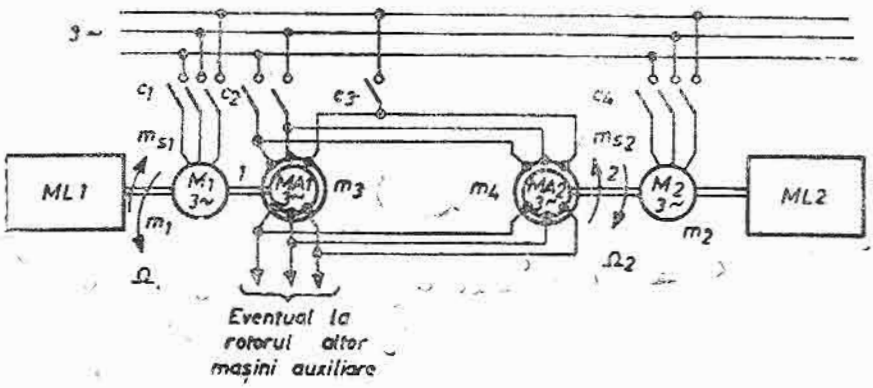


Fig. 4.45. Schema de principiu a arborelui electric cu maşini auxiliare asincrone trifazate.

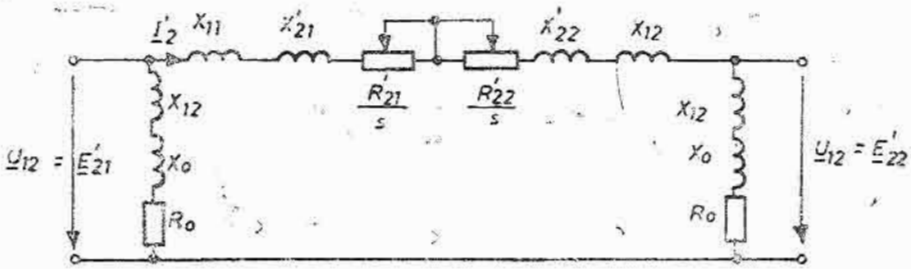


Fig. 4.46. Schema echivalentă simplificată pe fază a maşinilor auxiliare m_3 şi m_4 (*MA1* respectiv *MA2*), neglijînd rezistenţele active statorice în raport cu reactanţele.

siunii electromotoare indusă pe fază în rotorul maşinii m_3, raportată la stator).

Dacă rotoarele maşinilor m_3 şi m_4 ocupă aceeaşi poziţie faţă de axele cîmpurilor statorice, avînd deci unghiul de decalaj $\theta = 0$, tensiunea electromotoare rezultantă pe fază rotorică este nulă şi nu trece curent prin înfăşurările rotorice. Dacă încărcarea pe un arbore creşte în raport cu celălalt arbore, de exemplu $M_{R2} > M_{R1}$, rotorul maşinii auxiliare mai încărcate m_4 rămîne în urma rotorului maşinii m_3 cu unghiul θ, cele două axe *1* şi *2* (fig. 4.45) continuînd însă să se rotească sincron, deci cu aceeaşi alunecare. Tensiunile electromotoare rotorice $\underline{E}'_{22}$ şi $\underline{E}'_{21}$ vor fi decalate cu unghiul θ, dar vor fi în modul aceleaşi, deoarece alunecarea s este aceeaşi. Considerînd fluxul magnetic maxim pe pol constant şi egal în ambele maşini, tensiunile electromotoare devin egale cu tensiunile de alimentare pe fază:

$$\underline{U}_{11} = \underline{E}'_{21}; \qquad \underline{U}_{12} = \underline{E}'_{22} \tag{4.63}$$

Este limpede că în locul rotoarelor decalate între ele cu unghiul θ se poate admite că acestea au aceeaşi poziţie relativă, dar că la maşina m_4 cîmpul învîrtitor statoric este decalat înainte cu unghiul θ faţă de cîmpul învîrtitor statoric al maşinii m_3. Aşadar, se poate scrie

$$\underline{U}_{11} = U; \qquad \underline{U}_{12} = Ue^{j\theta} \tag{4.64}$$

dacă se ia $\underline{U}_{11}$ ca origine de fază. Acelaşi decalaj va exista şi între tensiunile electromotoare rotorice, de acelaşi modul $\underline{E}'_{22}$ şi $\underline{E}'_{21}$ (fig. 4.47). Diferenţa

$$\underline{E}'_2 = \underline{E}'_{21} - \underline{E}'_{22} = U(1 - e^{j\theta}) \neq 0 \tag{4.65}$$

face să circule curentul $\underline{I}'_2$ în circuitul rotoric comun. Acest curent interacţionează cu fluxurile maşinilor auxiliare, producînd cîte un cuplu electromagnetic asupra rotoarelor maşinilor m_3 şi m_4. Cuplul menţionat acţionează în sensul egalizării între ele a sarcinilor maşinilor de acţionare m_1 şi m_2, încît turaţiile celor doi arbori *1* şi *2* se vor menţine aceleaşi.

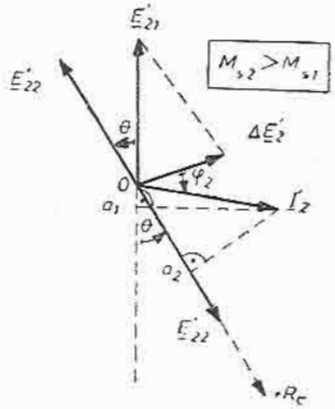


Fig. 4.47. Diagrama de fazori a tensiunilor electromotoare şi curentului de pe fazele omoloage rotorice ale maşinilor *m3* şi *m4* (ca în fig. 4.48).

Consideraţiile cantitative referitoare la cuplurile maşinilor m_3 şi m_4 au în vedere

schema echivalentă pe fază din figura 4.47, ținînd seama de ipotezele simplificatoare introduse anterior și apreciind $1 + \underline{Z}_1/\underline{Z}_0 = \underline{c} \simeq c \simeq 1$. Mașinile auxiliare m_3 și m_4 fiind identice, avem egalitățile:

$$X_{11} = X_{12}\,;\; X'_{21} = X'_{22} : \frac{R'_{21}}{s} = \frac{R'_{22}}{s} = \frac{R'_2}{s}, \tag{4.66}$$

unde:

X_{11}, X'_{21} — reactanțele ciclice de dispersie pe fază ale înfășurărilor statorice în raport cu rotorul, respectiv invers, ultima fiind raportată la stator (se referă la mașina $MA1$, adică m_3);

R'_{21} — rezistența pe fază în rotor raportată la stator (se referă la aceeași mașină).

Notînd:

$$X_{11} + X'_{21} = X_{12} + X'_{22} = X_k, \tag{4.67}$$

rezultă:

$$\underline{Z}' = \underline{Z}'_{21} = \underline{Z}'_{22} = \frac{R'_2}{s} + \mathrm{j}X_k \tag{4.68}$$

Din schema expusă în figura 4.47 se deduce:

$$\underline{I}'_2 = \frac{\underline{E}'_2}{2\underline{Z}'} = \frac{\underline{E}'_{21} - \underline{E}'_{22}}{2\underline{Z}'}. \tag{4.69}$$

Cuplul electromagnetic al unei mașini asincrone este de forma:

$$M = k\Phi I'_2 \cos \varphi_2 = k\Phi I'_{2a}, \tag{4.70}$$

I_{2a} fiind componenta activă a curentului rotoric în raport cu tensiunea electromotoare rotorică. Va exista o componentă activă a curentului rotoric în raport cu $\underline{E}'_{22}$ și alta în raport cu $\underline{E}'_{21}$ (de valoare efectivă dată, la scara curenților, de segmentele Oa_2 și Oa_1, fig. 4.47). Presupunînd semi axa reală pozitivă dispusă ca în figura 4.47, dirijată deci în sensul lui $-\underline{E}'_{22}$, se obține

$$\begin{aligned} -\underline{E}'_{22} &= \underline{E}'_{22} = \underline{E}'_{20} = |\underline{E}'_{21}|\,; \\ \underline{E}'_{21} &= \underline{E}'_{20}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\pi-\theta)} = -\underline{E}'_{20}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\theta} \end{aligned} \tag{4.71}$$

Înlocuind expresiile (4.71) în relația (4.69) și calculînd partea reală a lui $\underline{I}'_2$, se obține componenta activă căutată a curentului mașinii auxiliare $m4$ cuplată cu arborele 2:

$$I'_{(2a)2} = \frac{sE'_{20}R'_2\left(1 - \cos\theta + \dfrac{sX_k}{R'_2}\sin\theta\right)}{2(R'^2_2 + s^2X_k^2)}. \tag{4.72}$$

Însă

$$\frac{sX_k}{R'_2} = \frac{s}{\dfrac{R'_2}{X_k}} = \frac{s}{s_k},$$

s_k fiind alunecarea critică în regim de motor. Notînd apoi:

$$I'_{2au} = \frac{sE'_{20}R'_2}{R'^2_2 + s^2X^2_k}, \tag{4.73}$$

I'_{2au} fiind componenta activă a curentului în funcționarea uzuală, se obține

$$I'_{(2a)2} = \frac{1 - \cos\theta + \frac{s}{s_k}\sin\theta}{2} \cdot I'_{2au}. \tag{4.74}$$

Se poate proceda în manieră analoagă pentru determinarea componentei active a curentului rotoric raportat la stator $I'_{(2a)1}$ a mașinii auxiliare *m3* de pe arborele *1*; se va lua, spre simplificare, de această dată semiaxa pozitivă reală dirijată în sensul fazorului $\underline{E}'_{21}$, obținîndu-se:

$$\underline{E}'_{21} = E'_{21} = E'_{20} = |\underline{E}'_{22}|$$

$$-\underline{E}'_{22} = E'_{20}[\exp j(\pi + \theta)] = -E'_{20}\exp(j\theta).$$

După calcule asemănătoare cu cele efectuate pentru determinarea lui $I'_{(2a)2}$ se găsește:

$$I'_{(2a)1} = \frac{1 - \cos\theta - \frac{s}{s_k}\sin\theta}{2} \cdot I'_{2au} \tag{4.75}$$

unde I'_{2au} este dat de egalitatea (4.73).

Notînd cu M_u cuplul electromagnetic dezvoltat de motorul asincron în funcționarea uzuală la alunecarea s, dat de relația lui Kloss simplificată,

$$M_u = k\Phi I'_{2au} = \frac{2M_k}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}$$

rezultă că pentru cuplurile electromagnetice ale mașinilor auxiliare m_3 și m_4 se obțin expresiile de calcul:

$$M_1 = 1/2\left(1 - \cos\theta - \frac{s}{s_k}\sin\theta\right) M_u \tag{4.76}$$

$$M_2 = 1/2\left(1 - \cos\theta + \frac{s}{s_k}\sin\theta\right) M_u$$

Așadar, cuplurile mașinilor auxiliare nu sînt egale, văzîndu-se imediat că pentru $\theta \in (0; 180°)$, $M_2 > 0$, $M \gtrless 0$.

Energetic fenomenele se petrec astfel: mașina *MA2* dezvoltînd un cuplu pozitiv, absoarbe din rețea puterea P_1. Dacă se face abstracție de pierderi, din această putere absorbită se transmite puterea $P_2 = P_1(1 - s)$ arborelui *2*, iar restul sP_1 este transmisă sub forma puterii de alunecare mașinii m_3. La rîndul său, mașina m_3 primind la arbore puterea $P_1(1-s)$ funcționează ca generatore, cedînd în rețea puterea P_1. Consecința va fi

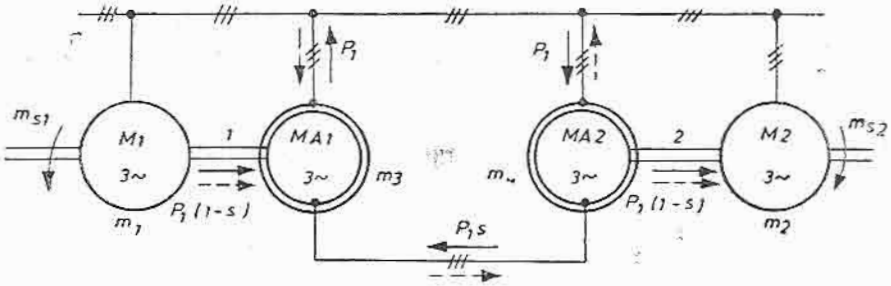


Fig. 4.48. Repartiția puterilor între mașinile asinerone auxiliare.

că mașina m_3 va încărca motorul principal m_1, pe cînd mașina m_4 va descărca motorul principal m_2 (s-a presupus $M_{R2} > M_{R1}$). Efectul va fi o acțiune de echilibrare ; ambii arbori vor funcționa cu aceeași turație, indiferent de sarcinile produse de mașinile de lucru *ML1* și *ML2* (fig. 4.45). În figura 4.48 s-a indicat prin săgeți sensul puterilor.

Din cele expuse anterior se înțelege că acțiunea de echilibrare a arborelui electric cu mașini asincrone auxiliare este dată de *cuplul de echilibrare* sau *de sincronizare :*

$$M_{sin} = M_1 - M_2 = -M_u \frac{s}{s_k} \sin \theta \qquad (4.77)$$

depinzînd deci de unghiul de decalaj θ dintre rotoarele mașinilor auxiliare. În regim stabilizat $\theta \leqslant 25 \ldots 30°$. Pentru a majora cuplul de echilibrare este necesar să se asigure mașinilor auxiliare o alunecare relativ mare 0,8... ...2, ajungîndu-se deci ca rotoarele lor să se învîrtească în sens opus cîmpului magnetic învîrtitor statoric. Se vede că, avînd în vedere relația (4.77), cuplurile M_1 și M_2 ale mașinilor auxiliare devin

$$M_1 = M_{asin} + M_{sin}; \quad M_2 = M_{asin} - M_{sin} \qquad (4.78)$$

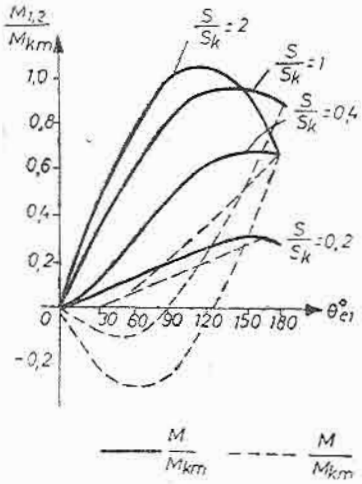


Fig. 4.49. Graficele $M_1(\theta)$ și $M_2(\theta)$. Parametru : $\frac{s}{s_k}$.

cu :

$$M_{asin} = (1 - \cos \theta) M_u. \qquad (4.79)$$

Rezolvarea ecuațiilor $\frac{dM_1}{d\theta} = 0$, $\frac{dM_2}{d\theta} = 0$ conduce la determinarea cuplurilor maxime M_1 și M_2, dar nu se mai intră aici în detalii. În figura 4.49 s-au trasat curbele $M_1(\theta)$, $M_2(\theta)$, avînd $\frac{s}{s_k}$ drept parametru.

Arborele electric prezentat lucrează static stabil pînă la atingerea cuplului maxim pe fiecare arbore. În regim dinamic sistemul are o frecvență de rezonanță pronunțată și tinde uneori la pendulări autoexcitate. Atenuarea acestora este posibilă prin folosirea de mașini asincrone principale m_1 și m_2 cu rotorul bobinat și reostat în circuitul lor rotoric.

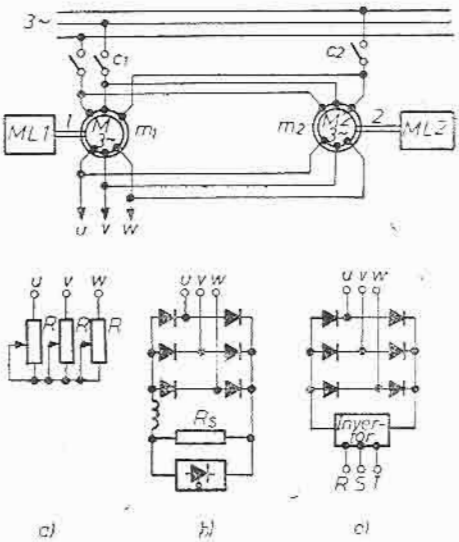


Fig. 4.50. Arbore electric de lucru: *a* — cu reostat trifazat comun; *b* — cu rezistor bipolar alimentat de o punte redresoare trifazată bialternanță, scurtcircuitat periodic de un convertor de pulsuri; *c* — cu punte redresoare trifazată bialternanță și invertor trifazat.

Înaintea conectării la rețeaua trifazată a arborelui electric cu mașini auxiliare asincrone este necesară o poziționare corespunzătoare a axelor înfășurărilor rotorice ale mașinilor auxiliare. De aceea, în schema din figura 4.45 mașinile auxiliare se alimentează inițial monofazat (se închid contactele c_2). După ce rotoarele s-au poziționat, se închide apoi și contactul c_3.

Eliminarea mașinilor asincrone m_1 și m_2, al căror rol îl preiau mașinile auxiliare m_3 și m_4 (fig. 4.45) conduce la *arborele electric cu motoare asincrone și reostat comun*, denumit în literatură și *arbore electric de lucru* (figura 4.50). Utilizarea numai a două mașini poate fi apreciată drept un avantaj. În circuitul rotoric este obligatorie conectarea unui reostat (fig. 4.50, *a*), pentru mărirea alunecării; se mai poate lega un rezistor bipolar comandat prin impulsuri de un convertor (fig. 4.50, *b*). Ambele scheme sînt nerecuperative. Se mai poate folosi schema din figura 4.50, *c* în care o parte din energia de alunecare este redresată și apoi, prin intermediul unui invertor trifazat reinjectată în rețeaua de alimentare trifazată. Există și posibilitatea folosirii unui redresor trifazat, de la care să se alimenteze motoare de recuperare amplasate pe arborii *1* și *2*. Ultimele scheme permit totodată și o reglare a turației acestor arbori. Pentru îmbunătățirea stabilității dinamice, pe conductoarele de legătură ce leagă între ele inelele rotorice omoloage ale ambelor rotoare se pot înseria rezistențe suplimentare, neindicate în figura 4.50.

Funcționarea arborelui de lucru prezentat este posibilă datorită existenței în afara cuplului de sincronizare M_{sin} și a cuplului asincron M_{asin} [relațiile (4.78) și (4.79)].

Arborele electric cu motoare asincrone și reostat comun tinde spre pendulări autoexcitate; de aceea, alunecarea ce trebuie asigurată mașinilor *m1* și *m2* trebuie să fie relativ mare, 0,25 ... 0,1, pentru ca arborii 1 și 2 să se mențină în sincronism. Dacă în schema din figura 4.50, *a* ar lipsi reostatul comun, motoarele ar lucra foarte aproape de turația de sincronism, frecvența rotorică ar fi foarte redusă, iar funcționarea arborelui electric ar deveni instabilă.

Cînd cuplurile rezistente pe arborii *1* şi *2* sînt egale, maşinile m_1 şi m_2 fiind identice, curentul de circulaţie pentru schema anterior menţionată ar fi nul. La diferenţe între cuplurile de sarcină de pe cei doi arbori apar componente active ale curenţilor de circulaţie rotorici care prin cuplurile electromagnetice produse conduc la realizarea funcţionării cu turaţie identică a celor doi arbori, deci cu aceeaşi alunecare. Evident că pot fi şi mai mult de doi arbori.

Utilizările principale ale arborelui electric de lucru se găsesc în sistemele de acţionare cu cuplu de sarcină constant, ca de exemplu la deplasarea traversei mobile a podurilor rulante, la unele maşini-unelte şi maşini de lucru din industria textilă.

4.13. Instalaţii de reglare automată a vitezei motoarelor asincrone alimentate de la convertoare statice de frecvenţă

Reglarea automată a vitezei motoarelor de curent alternativ impune, după cum am văzut, reglarea concomitentă a frecvenţei şi tensiunii de alimentare, a fluxului în întrefier şi a curentului prin înfăşurările statorului. Datorită dificultăţilor de realizare a traductoarelor de flux, o dezvoltare mai largă au căpătat-o instalaţiile de reglare în circuit deschis, unele dintre acestea fiind prevăzute şi cu o reacţie de limitare a curentului debitat de invertor.

În figura 4.51 este indicată schema-bloc a unei asemenea instalaţii de reglare, printr-un convertor static de frecvenţă cu circuit intermediar de tensiune continuă reglabilă.

Valoarea impusă tensiunii şi frecvenţei se aplică prin intermediul blocului integrator *BI* regulatorului de tensiune *RegU* şi respectiv convertorului tensiune-frecvenţă *CTF*, asigurîndu-se menţinerea constantă a raportului $\frac{U}{f}$.

Valoarea măsurată a tensiunii circuitului intermediar şi care provine de la traductorul de tensiune cu separaţie galvanică *TT*, se aplică regulatorului de tensiune. Ieşirile acestuia se conectează la cele şase dispozitive de comandă pe grilă (redresorul comandat este realizat în punte trifazată complet comandată), prin intermediul unui amplificator de intrare *AI*. Pentru limitarea tensiunii de comandă a unghiului maxim la care se comandă redresorul, intrarea amplificatorului *AI* este prevăzută cu un circuit de limitare *CL*. Sincronizarea impulsurilor de aprindere ale tiristoarelor redresorului cu tensiunea reţelei este asigurată de transformatoarele de sincronizare *TS*.

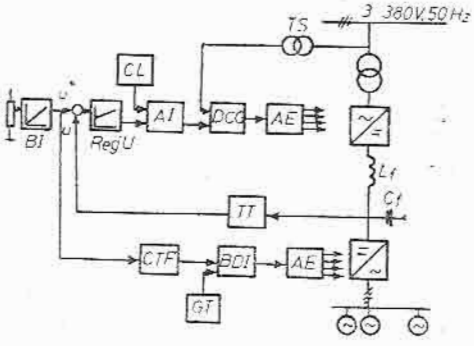


Fig. 4.51. Schema de comandă şi reglare a convertorului static de frecvenţă cu stingere autonomă.

Pentru comanda frecvenţei, tensiunea de ieşire a blocului integra-

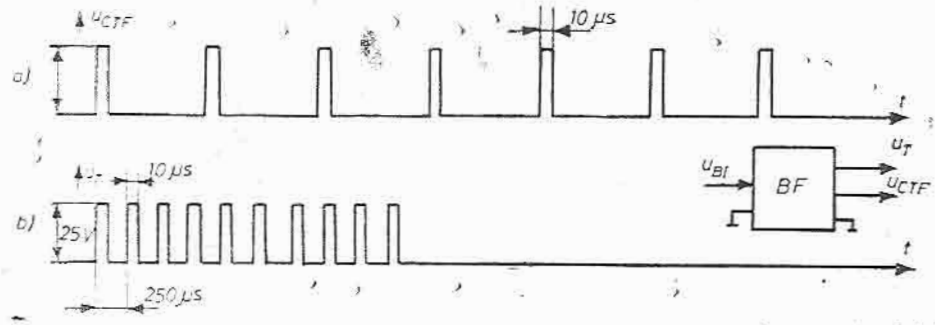


Fig. 4.52. Formele de undă ale convertorului tensiune frecvenţă (*a*) şi ale generatorului de tact (*b*).

tor se aplică şi convertorului tensiune-frecvenţă a cărui ieşire se aplică unui bloc distribuitor de impulsuri *BDI*. Tot acestui bloc i se aplică impulsuri de tensiune de o frecvenţă constantă, furnizate de generatorul de tact *GT*.

Funcţionarea acestor trei blocuri care realizează reglarea frecvenţei constă în următoarele: convertorul tensiune-durată transformă tensiunea continuă dată de blocul integrator în impulsuri de frecvenţă variabilă (fig. 4.52, *a*), cuprinsă între 0 şi 450 Hz la o variaţie a tensiunii de intrare de 10 V.

Generatorul de tact produce impulsuri de frecvenţă fixă de 4 kHz, aşa cum se arată în figura 4.52, *b*.

Tensiunile u_T şi u_{CTF} sînt aplicate la intrarea blocului distribuitor de impulsuri *BDI* care le prelucrează astfel încît tiristoarelor principale ale invertorului să li se aplice impulsuri de amorsare în succesiunea corectă (indicată mai înainte în figura 3.91, *b*). În principiu, *BDI* conţine circuite care realizează divizarea cu şase a frecvenţei (vezi fig. 4.53, *a*). Impulsurile astfel divizate sînt aplicate împreună cu cele furnizate de generatorul de tact şi de convertorul tensiune-durată unor porţi „şi", ieşirile E_1—E_6 ale acestora însumate logic constituind impulsurile de comandă pentru tiristoarele principale.

Logica de formare a acestor impulsuri este indicată în figura 4.53, *b*.

Un asemenea convertor poate servi pentru alimentarea mai multor motoare asincrone, cum sînt, de exemplu, cele pentru acţionarea rolelor de laminor.

Motoarele utilizate au caracteristică mecanică suplă, cu coeficientul redus de multiplicitate al curentului de pornire faţă de curentul nominal, ceea ce justifică lipsa buclei de limitare a curentului.

O altă schemă-bloc a reglării turaţiei unui motor asincron prin tensiunea statorică se redă în figura 4.54. Ea conţine o buclă de reglare pentru tensiunea statorică şi o buclă subordonată pentru curentul din circuitul intermediar. Valoarea prescrisă a tensiunii statorice se obţine de la un generator de funcţii *FU*, în concordanţă cu ecuaţia

$$U_{1do} = \sqrt{\left(\frac{\omega_1}{\omega_{1N}}\right)^2 + \left(\frac{R_1}{\omega_{1N} L_1}\right)^2}\, U_{1N}, \qquad (4.80)$$

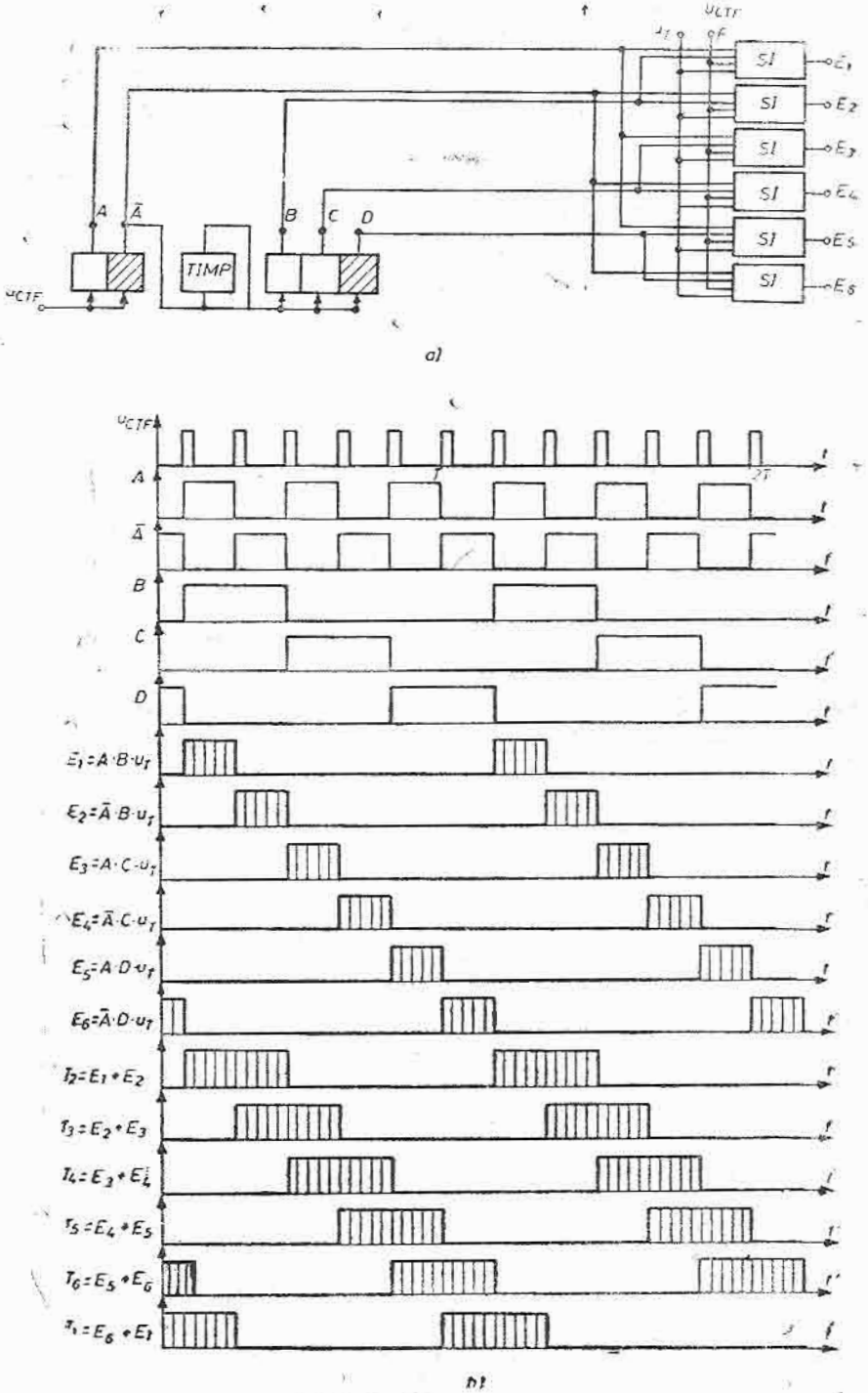


Fig. 4.53. Schema bloc a distribuitorului de impulsuri (*a*) şi logica de formare a impulsului de amorsare (*b*).

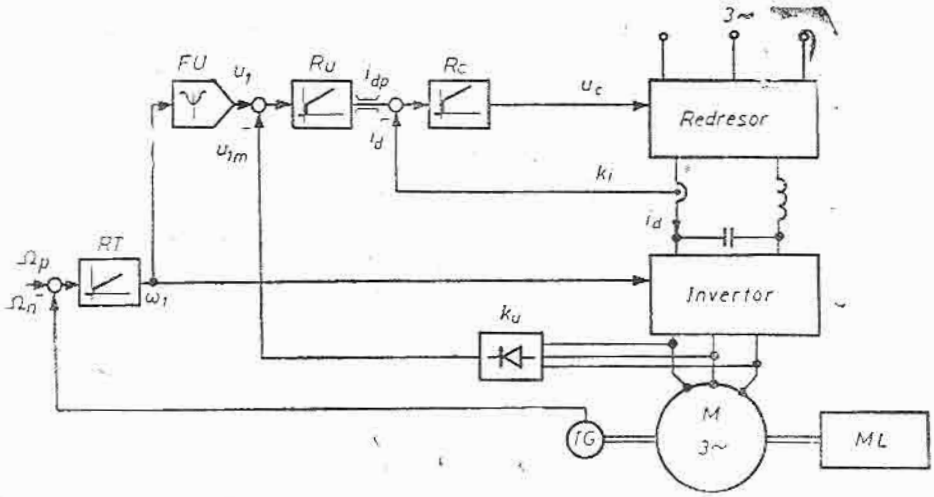


Fig. 4.54. Schema bloc de reglare a vitezei prin tensiune statorică.

în care: U_{1d0} este tensiunea ideală de fază la ieşirea mutatorului de frecvenţă;

U_{1N} — tensiunea nominală de fază a motorului asincron, în stator;

ω_1, ω_{1N} — pulsaţia tensiunilor de alimentare a motorului, care coincide cu cea a tensiunilor de la ieşirea mutatorului, respectiv pulsaţia nominală a aceloraşi tensiuni;

R_1, L_1 — rezistenţa activă, respectiv inductanţa totală pe fază statorică a motorului asincron ($L_1 = L_\mu + L_{\sigma 1}$).

Se poate obţine un flux magnetic de amplitudine constantă printr-o reglare rapidă a tensiunii numai dacă se pot compensa constantele de întîrziere din circuitul intermediar de curent continuu. Circuitul subordonat de reglare a curentului din acest circuit serveşte la limitarea curentului şi la îmbunătăţirea dinamicii circuitului de reglare a tensiunii.

Schema din figura 4.54 se utilizează mai ales la acţionările în grup din industria textilă, pentru puteri de 10 ... 200 kW şi frecvenţe de pînă la 200 Hz. Domeniul de variaţie al turaţiei ce se realizează este cuprins între 10 : 1 şi 0,25 : 1.

La acţionările individuale cu motor asincron şi convertor de frecvenţă se preferă o reglare a curentului statoric, aceasta fiind mai favorabilă, utilizîndu-se un convertor indirect de frecvenţă. Convertorul posedă un redresor comandabil, reglarea după curent avînd loc în circuitul intermediar de curent continuu. Dacă se utilizează un cicloconvertor se preferă o reglare directă a curenţilor statorici prin trei circuite separate de reglare a tensiunii (fig. 4.55). Curenţii statorici i_A, i_B, i_C

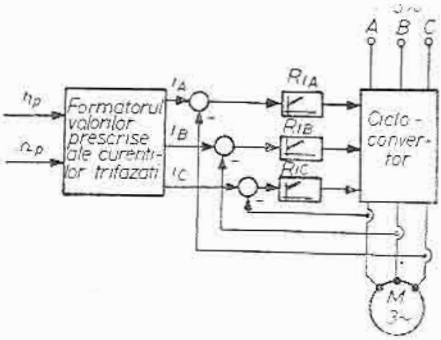


Fig. 4.55. Schema bloc a reglării după curentul statoric:

Ri_A, Ri_N, Ri_C — regulatoare ale curenţilor de pe fazele A, B, C.

sînt controlaţi prin trei circuite separate de reglare, ce conţin fiecare cîte un regulator de curent în două puncte, de obicei cu comportare PI. Mai este necesară prezenţa unui formator al valorilor curenţilor trifazaţi, care permite o reglare a frecvenţei şi a amplitudinii.

În procedeele de reglare descrise anterior amplitudinea fluxului statoric se menţine constantă prin reglarea după tensiunea statorică, respectiv curentul statoric al motorului asincron, în funcţie de frecvenţa statorică. Există însă inconveniente în funcţionarea în regimuri dinamice sau datorită variaţiei rezistenţelor rotorice din cauza încălzirii, legate de imposibilitatea realizării în permanenţă a unei amplitudini constante a fluxului statoric. Acesta a fost motivul ce a condus la dezvoltarea unor procedee de menţinere constantă a amplitudinii menţionate prin reglarea fluxului magnetic, procedee cunoscute şi sub numele de *reglare prin orientare după cîmp*.

Reglarea turaţiei unei maşini asincrone bazată pe principiul orientării după cîmp întrebuinţează o altă aranjare a circuitelor de reglare, modelîndu-se nu numai mărimea curentului statoric, ci şi faza sa faţă de fluxul statoric. În figura 4.56, *a*, se arată schema unei acţionări cu motor asincron trifazat bazată pe un astfel de principiu. Motorul asincron este alimentat de la un convertor de frecvenţă cu circuit intermediar de curent continuu. Modulul şi faza, respectiv poziţia instantanee a fazorului spaţial al fluxului magnetic învîrtitor ψ_m sînt determinate prin măsurarea lor cu senzori de flux şi un analizor de cîmp, care dă la ieşirea sa

$$\psi_m = \sqrt{\psi_{md}^2 + \psi_{mq}^2}\,; \quad \sin\lambda = \frac{\Psi_{mq}}{\Psi_m}\,; \quad \cos\lambda = \frac{\Psi_{md}}{\Psi_m} \tag{4.81}$$

(vezi şi figura 4.56, *b*).

Ca să se impună o anumită comportare a motorului, caracterizată de o anumită turaţie n_p şi un flux magnetic constant ψ_{mp}, trebuie, de fapt, să

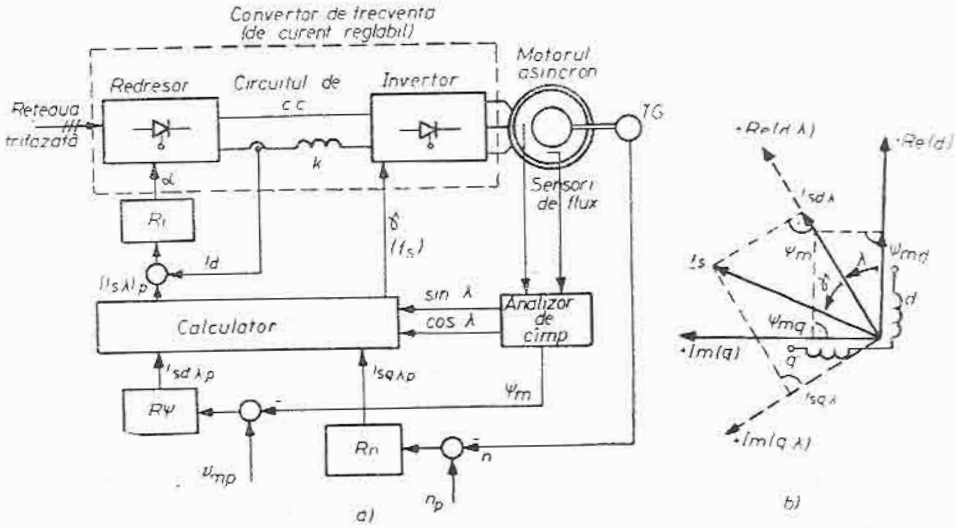


Fig. 4.56. Schema de principiu a reglării turaţiei motorului trifazat asincron realizată pe principiul orientării după cîmp (*a*) şi diagrama fazorilor spaţiali ai fluxului magnetic statoric şi curenţilor statorici i_s — (*b*).

fie determinate componentele fazorului spaţial i_s al curenţilor statorici. Componenta $i_{sd\lambda}$, după direcţia fazorului spaţial al fluxului statoric ψ_m (componenta reactivă) corespunde curentului de excitaţie la motorul de curent continuu cu excitaţie separată ; componenta perpendiculară pe această direcţie şi notată cu $i_{sq\lambda}$ corespunde curentului rotoric al maşinii de curent continuu (componenta activă). Aceste componente se determină respectiv din fluxul impus ($i_{sd\lambda}$) şi din turaţia impusă ($i_{sq\lambda}$).

Elementul de execuţie fiind convertorul de curent reglabil, condiţiile de mai sus impun un anumit unghi de comandă α pentru redresor. Acesta modifică la rîndul său modulul fazorului spaţial al curenţilor statorici $|i_{s\lambda}|$ şi impune unghiul de comandă γ pentru invertor, respectiv frecvenţa de alimentare a motorului asincron. Unghiul γ reprezintă unghiul de fază al fazorului curentului statoric i_s, măsurat faţă de poziţia fazorului spaţial al fluxului ψ_m (fig. 4.56, *b*). În ce priveşte convertorul de frecvenţă, el constă dintr-o punte redresoare trifazată cu 6 pulsuri, o bobină de reactanţă *k* în circuitul intermediar de curent continuu şi un invertor cu comutaţie forţată.

În procedeele de reglare a turaţiei prin orientare după cîmp măsurarea fluxului se face direct în întrefierul maşinii asincrone cu sonde de tip Hall, fie indirect prin curenţii statorici şi rotorici. Comportarea unui sistem de acţionare electrică cu mutator de frecvenţă şi orientare după cîmp, folosind un motor asincron, este practic identică cu cea a unui sistem de acţionare electrică cu motor de curent continuu şi excitaţie independentă reglat după tensiunea rotorică. Utilizînd microprocesoare se poate trece de la sistemul analogic de reglare la un sistem numeric. Schemele realizate pînă în prezent pretind însă o prelucrare laborioasă a informaţiei, ceea ce limitează aplicarea procedeelor de reglare a turaţiei prin orientarea după cîmp doar la puteri mari şi foarte mari. Această situaţie este însă susceptibilă în viitor de ameliorări.

Cum s-a spus anterior, pînă la circa 20 Hz se utilizează cicloconvertoare. La frecvenţe mai ridicate se folosesc mutatoare indirecte de frecvenţă. Dacă se pretinde şi reversarea sistemului de acţionare electrică, se schimbă succesiunea fazelor tensiunilor de ieşire ale mutatoarelor de frecvenţă pe cale electronică. Pentru funcţionarea în regimul de frînare cu recuperare se poate conecta în paralel cu redresorul un invertor cu stingere forţată de la reţea, care să poată retroceda energia de la maşina asincronă prin invertorul ce trece în regim de redresor.

Dimensionarea mutatoarelor la acţionările individuale depinde de faptul dacă pornirea trebuie efectuată cu menţinerea amplitudinii fluxului magnetic statoric invariabil, ca şi la turaţiile scăzute, sau nu. Trebuie avut însă în consideraţie efectul armonicilor superioare şi capacitatea de supraîncărcare a mutatorului.

La convertoarele de frecvenţă folosite pentru maşinile-unelte se pretinde un domeniu de variaţie al frecvenţei între 100 ... 2000 Hz, domeniul de variaţie al turaţiei fiind însă relativ redus 2 : 1, la puteri de 1 ... 10 kW. La maşinile de găurit de turaţie ridicată sînt suficiente numai cîteva trepte de frecvenţă (150, 200, 400 Hz). Înlocuirea completă a convertizoarelor rotative cu grupuri de maşini prin mutatoare statice de frecvenţă este o chestiune de ordin economic şi nu tehnic. Randamentul global este mai bun la mutatoarele statice, dar costul lor rămîne însă superior celor al convertizoarelor rotative. Primele prezintă însă un gabarit mai mic şi o întreţinere mai uşoară.

Există totuşi în prezent utilizări ale mutatoarelor statice avantajoase atît sub raport tehnic, cît şi economic, ca de exemplu în centralele electrice nucleare (500 ... 1500 kW), la frecvenţa de alimentare de 50 ...100 Hz.

Acţionările tipice cu mai multe motoare asincrone sînt cele ale căilor cu role din componenţa laminoarelor. Frecvenţa limită superioară este de 80 ...100 Hz, deşi uneori este şi mai mică de 20 Hz. Domeniul de variaţie al turaţiei depinde de faptul dacă laminoarele sînt reversibile (5 : 1 ... 10 : 1) sau nu (2 : 1 ... 5 : 1), la puteri de 50 ... 500 kVA, în funcţie de numărul motoarelor alimentate.

4.14. Instalaţii de acţionare electrică cu motoare pas cu pas

Motorul pas cu pas (MPP) a căpătat în ultima vreme o utilizare mai largă datorită tendinţei de funcţionare numerică a elementelor din structura sistemelor de comandă şi reglare a acţionărilor electrice. Această tendinţă s-a vădit odată cu apariţia masivă a circuitelor electronice sub forma de realizare integrată în tehnologiile MSI şi LSI. Folosirea pe scară mai largă a MPP se explică şi prin apariţia structurilor ierarhizate, mari şi complexe, ce înlocuiesc sistemele clasice, care permit optimizări globale prin folosirea calculatorului. Dat fiind că MPP este un element de execuţie cu funcţia de convertor electromecanic digital-analog (impuls-unghi) este evidentă întrebuinţarea lui în sistemele de comandă şi reglare numerică.

Deşi la început MPP au fost utilizate mai mult în industria aerospaţială, unde se pretindeau performanţe superioare, astăzi el se foloseşte în numeroase alte domenii cu funcţionare numerică, printre care la acţionarea mecanismului de avans şi de poziţionare a maşinilor-unelte de mare precizie şi fineţe.

4.14.1. Detalii constructive şi funcţionale

MPP electrice rotative sînt micromotoare sincrone de construcţie specială, cu o funcţionare discretă, în paşi. Clasificarea lor se face în funcţie de construcţia circuitului magnetic şi de numărul înfăşurărilor de comandă. Se disting: a) MPP *de tip reactiv* (cu reluctanţă variabilă), cu rotorul fără înfăşurări, cu un număr de poli sau dinţi ce diferă puţin faţă de cel al statorului; b) MPP *de tip activ*, la care apar pe rotor magneţi permanenţi sau electromagneţi. MPP pot avea unul sau mai multe statoare cu înfăşurări de comandă concentrate sau distribuite.

Pentru înţelegerea principiului de funcţionare, să examinăm un motor pas cu pas de tip reactiv sau cu reluctanţă variabilă (fig. 4.56), cu $p_r = 1$ pereche de poli rotorici şi $p_s = 3$ perechi de poli aparenţi statorici. Fiecare pol statoric are cîte o înfăşurare concentrată de comandă; toate aceste înfăşurări se leagă două cîte două în serie (ale polilor statorici opuşi), formînd „fazele" statorice. Se alimentează apoi succesiv de la o sursă de curent continuu cu ajutorul unui comutator electronic.

Dacă se utilizează aşa-zise *secvenţă simplă de alimentare*, să presupunem că trece curent prin faza AA'; cuplul electromagnetic ce se exercită asupra rotorului îl învîrteşte pînă la coincidenţa axei sale cu axa fazei AA' (fig.

4.56, *a*). După întreruperea alimentării fazei AA' se trece la alimentarea fazei BB'; rotorul va lua o nouă poziție corespunzătoare axei polilor BB' (fig. 4.57, *a*) și se deplasează deci cu unghiul geometric $\gamma_p = \frac{2\pi}{2p_s}$ rad. $= \frac{\pi}{3}$ rad. $= 60°$. Urmează apoi alimentarea fazei CC', din nou AA' ș.a.m.d. La fiecare nouă alimentare sau comandă rotorul se rotește cu pasul unghiular γ_p.

Dacă se utilizează un motor multipolar ($p_r \neq 1$), sub acțiunea fiecărui impuls de alimentare se realizează pasul geometric al rotorului

$$\gamma_p = \frac{2\pi}{2p_s p_r} = \frac{\pi}{p_s p_r} \text{ rad.}$$

Mărirea numărului de pași la o rotație completă, deci micșorarea în continuare a pasului γ_p, se realizează prin majorarea numărului de perechi de poli în stator și rotor. Se mai recurge, constructiv, la reunirea în același MPP a mai multor ansambluri independente de statoare și rotoare, decalate spațial între ele. Unghiuri mici de pas se obțin dacă atît statorul cît și rotorul sînt danturați. Numărul de dinți în stator Z_s trebuie să fie diferit de cel din rotor $Z_r (Z_s = Z_r \pm 2)$, pentru ca circuitul magnetic să fie nesimetric și deci reluctanța magnetică să fie maximă după o axă și minimă după altă axă.

În afară de succesiunea de alimentare a fazelor cum s-a arătat mai sus (AA', BB', CC' etc.), denumită *secvența simplă* se poate utiliza *secvența mixtă* (AA', fig. 4.57, *a*; AA' și BB', fig. 4.57, *b*; BB', BB' și CC' etc.), cînd pentru motorul din figura 4.57 se vor realiza „pași" de 30°. Rotorul se deplasează succesiv cu aceste unghiuri în poziții în care reluctanța

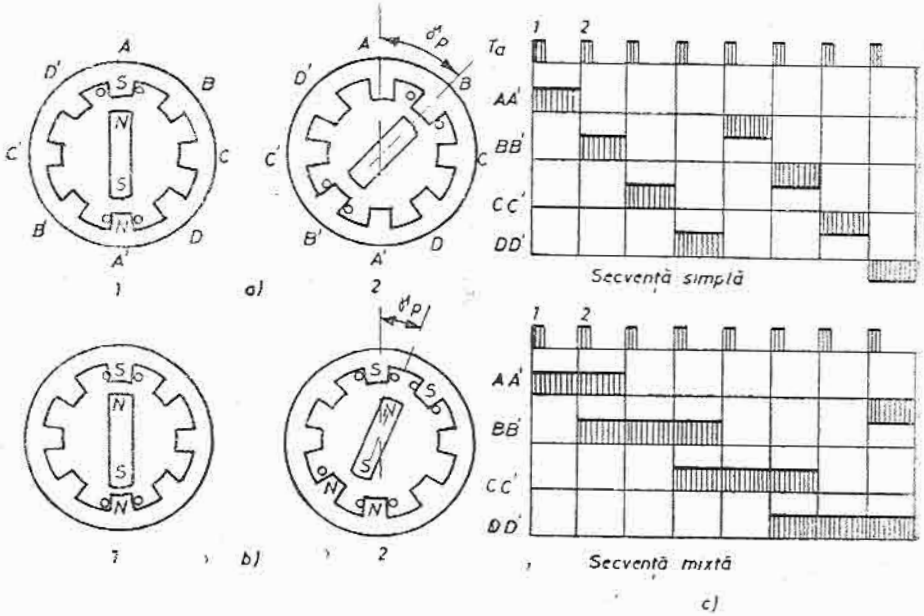


Fig. 4.57. Funcționarea MPP de tip activ (cu magneți permanenți):
a — secvență simplă de alimentare; *b* — secvență mixtă de alimentare; *c* — diagramele de timp ale secvențelor simplă și mixtă de alimentare.

circuitului magnetic este minimă. Unghiul de pas la secvența mixtă de alimentare va fi:

$$\gamma_p = \frac{2\pi}{4p_s p_r} = \frac{\pi}{2p_s p_r} \text{ rad}, \tag{4.83}$$

(în cazul din figura 4.57, $\gamma_p = \pi/6$ rad). Unghiul de pas al MPP de tip reactiv poate fi de ordinul fracțiunilor de grad.

Alimentarea fazelor MPP de tip activ poate fi, de asemenea, în secvențele simplă și mixtă (fig. 4.57). Deosebirea rezidă în faptul că la terminarea unui ciclu fazele se alimentează cu polaritatea inversă, corespunzător cu schimbarea polarității polilor rotorici. Dacă p_r este numărul de perechi de poli ai rotorului și m numărul de faze statorice, unghiul geometric de pas este, la secvența simplă,

$$\gamma_p = \frac{2\pi}{2mp_r} = \frac{\pi}{mp_r} \text{ rad}. \tag{4.84}$$

Pentru MPP din figura 4.57, *a*, $\gamma_p = \pi/4$ rad. În situația secvenței mixte de alimentare (fig. 4.57, *b*).

$$\gamma_p = \frac{2\pi}{4mp_r} = \frac{\pi}{2mp_r} \text{ rad}. \tag{4.85}$$

În afara MPP cu întrefier radial se construiesc MPP cu întrefier axial și cu circuite imprimate pe un rotor disc. Acestea posedă momente axiale interne minime de inerție, ca și inductanță mică ale înfășurărilor de comandă, ceea ce le conferă calități dinamice superioare. Se construiesc și MPP cu circuite imprimate și rotor cilindric. Puterea nominală a MPP cu circuite imprimate nu depășește cîteva zeci de wați. Există și MPP lineare, ce pot realiza o mărime a pasului de ordinul zecimilor de milimetru.

4.14.2. Alimentarea MPP

Schema de principiu a alimentării MPP este redată în figura 4.58. Cele m faze ale motorului sînt alimentate succesiv prin intermediul a m tranzistoare de putere sau tiristoare, ce funcționează fiecare $1/m$ dintr-o perioadă T. La frecvențe reduse de alimentare, curentul printr-o fază are practic forma tensiunii de puls rectangular, fiindcă perioada acestor pulsuri este net superioară constantei de timp electromagnetică a înfășurărilor (de

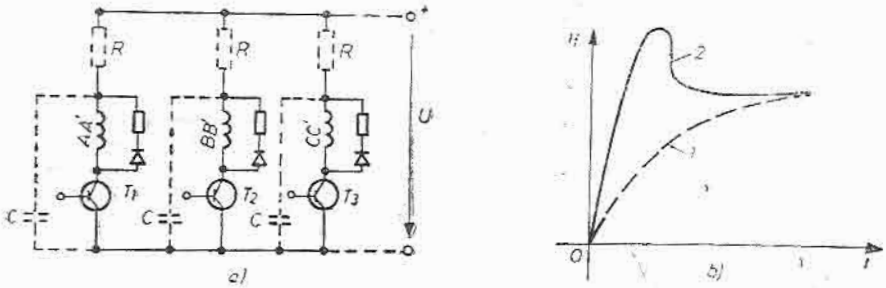


Fig. 4.58. Schema de principiu a alimentării MPP (*a*); evoluția temporală a curentului i_f de fază, în situația inexistenței rețelei de compensare *RC* (curba 1) și a prezenței rețelei *RC* (curba 2) — (*b*).

circa 10 ms). La frecvenţe ridicate, cînd perioada de repetiţie a pulsurilor de tensiune devin de acelaşi ordin de mărime sau chiar inferior faţă de constanta de timp a înfăşurării, în care se produce şi o tensiune electromotoare de rotaţie de valoare importantă, curentul va scădea, nemaiputînd atinge valoarea sa iniţială. Consecinţa va fi şi scăderea cuplului electromagnetic al MPP. Pentru atenuarea acestor efecte se face alimentarea de la surse speciale de curent constant; se pot înseria şi rezistenţe în fazele motorului şi utiliza diferite circuite de compensare de tip *RC* (fig. 4.58, *a*, cu linie punctată). Cu ajutorul lor, curentul de fază i_f creşte mai rapid (fig. 4.58, *b*). Există şi alte metode de majorare a gradientului di_f/dt.

Pentru scăderea rapidă a curentului din înfăşurări, se înseriază cu dioda de curent invers un rezistor, de rezistenţă de cîteva ori mai mare faţă de rezistenţa fazei respective. Nu este permisă o valoare prea ridicată a acestei rezistenţe suplimentare, pentru a evita apariţia supratensiunilor ce pot distruge tranzistorul de putere. O altă soluţie este introducerea unei diode Zener în locul diodei de curent invers.

Pentru o secvenţă de alimentare, prin modificarea amplitudinilor tensiunilor fazelor alimentate simultan se pot obţine diferite puncte de poziţionare în intervalul de un pas. Această metodă de divizare a pasului prin modificarea în trepte rectangulare a curenţilor prin fazele alimentate simultan a dus la procedeul de *micropăşire*, atingîndu-se mai mult de 18.000 paşi/rotaţie, adecvat comenzilor cu microprocesor.

4.14.3. Caracteristicile MPP

Caracteristica unghiulară statică reprezintă dependenţa cuplului sincronizant M_s de unghiul θ format de axa de simetrie a cîmpului magnetic cu axa rotorului. Cuplul este de forma:

$$M_s = k_m I_f \Phi_0 \sin \theta = M_{sM} \sin \theta \tag{4.86}$$

(Φ_0 este fluxul magnetic pe pol al magnetului permanent, iar I_f = const. este curentul de regim staţionar din înfăşurarea de comandă). Caracteristica unghiulară statică este trasată în figura 4.59. Dacă MPP este de tip reactiv sau cu inductanţă variabilă,

$$M_s = K'_m I_f^2 \sin 2\theta. \tag{4.87}$$

Cuplul sincronizant dinamic M_d este cuplul maxim ce poate fi dezvoltat de către MPP, fără ca el să iasă din sincronism, la o anumită viteză unghiulară. *Caracteristica dinamică* a MPP este dependenţa $M_d = f(\Omega)$, pentru θ = const.

Cuplurile limită ale MPP arată cît de mari pot fi cuplurile rezistente la arborele motorului în anumite regimuri (permanent, pornire, oprire, rever-

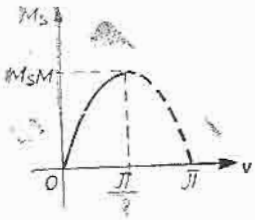


Fig. 4.59. Caracteristica unghiulară statică a MPP reactiv.

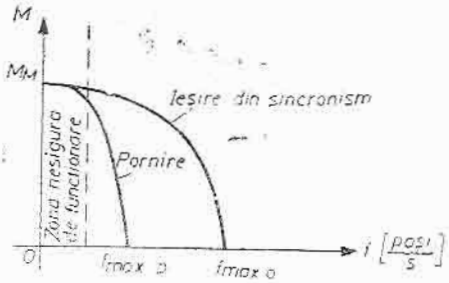


Fig. 4.60. Caracteristicile limită ale unui MPP.

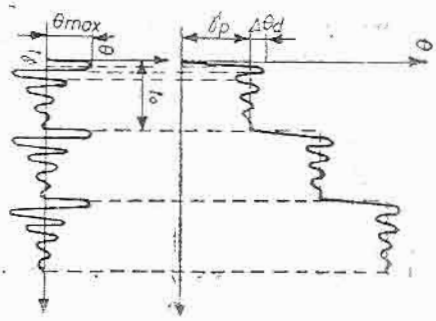


Fig. 4.61. Evoluţia temporală a poziţiei şi vitezei unghiulare a unui MPP, alimentat cu o frecvenţă scăzută.

sare), pentru o anumită frecvenţă de comandă, fără să se producă pierderea de paşi (ieşirea MPP din sincronism). Caracterul de maşină sincronă a motorului pas cu pas e dat tocmai de dependenţa vitezei unghiulare Ω de numărul de paşi parcurşi într-o secundă, de frecvenţa impulsurilor de alimentare. Cuplul critic sau de răsturnare cvasistaţionar, corespunzător regimului permanent, scade cu creşterea frecvenţei. *Caracteristica de sarcină limită a MPP* (fig. 4.60) reprezintă dependenţa cuplului critic M_{sM} în funcţie de fecvenţă. În mod similar se poate defini o *frecvenţă limită de comandă* (la care, pentru un cuplu rezistent constant, se mai păstrează sincronismul).

În regim cinematic de mică viteză, performanţele MPP sînt determinate de frecvenţa impulsurilor de comandă. La sfîrşitul pasului, mişcarea rotorului este caracterizată de o serie de oscilaţii amortizate (fig. 4.61). Pentru amortizarea acestor oscilaţii, cu atît mai pronunţate cu cît pulsaţia impulsurilor se apropie mai mult de pulsaţia proprie a SAE, se utilizează diverse remedii, mecanice, electrice sau electronice. Dintre acestea menţionăm suprapunerea peste impulsurile de comandă a unor impulsuri de frecvenţă triplă sau alimentarea înfăşurărilor cu curenţi de formă sinusoidală, obţinuţi de la sisteme cu microprocesoare sau memorii programate; ce joacă rolul unui sintetizor de frecvenţă (fig. 4.62).

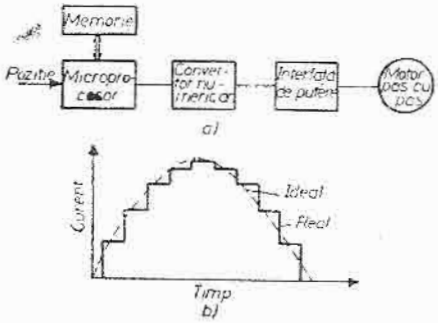


Fig. 4.62. Comanda MPP cu curenţi sinusoidali, sintetizaţi cu ajutorul unui sistem cu microprocesor:

a — schema de comandă; *b* - forma de undă a curentului de comandă.

4.14.4. Comanda acţionărilor electrice cu MPP

4.14.4.1. *Comanda MPP în funcţie de timp, în circuit deschis.* La comanda în funcţie de timp se cunoaşte momentul aplicării impulsului de comandă pentru alimentarea înfăşurărilor. Nu se cunoaşte însă dinainte poziţia unghiulară a arborelui MPP. Acest tip de comandă, în buclă deschisă, este simplă ca implementare, nu există autooscilaţii, iar costul este relativ scăzut.

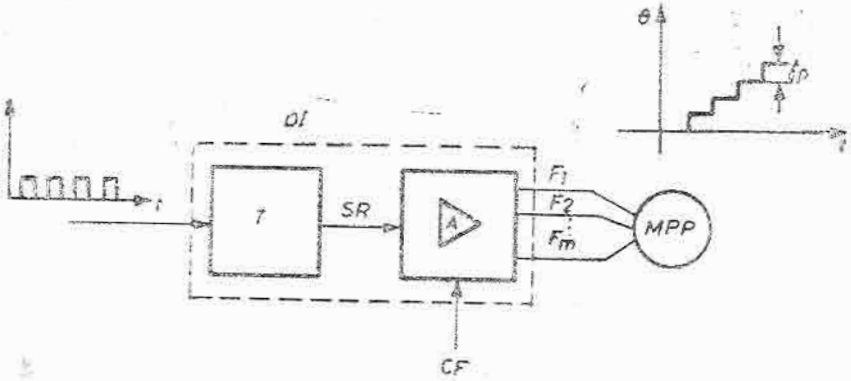


Fig. 4.63. Schema bloc a comenzii MPP în circuit deschis: DI — distribuitorul de impulsuri; T — translator; A — amplificator de putere; CF — comanda forţării; $F_1, \ldots F_m$ fazele MPP.

Funcţia de convertor electromecanic digital-analogic a MPP se realizează prin transformarea unei informaţii, sub forma unei succesiuni de impulsuri, într-o deplasare discretă a arborelui. Informaţia se aplică sistemului de comandă sub forma de cod binar sau unitar. Această informaţie codificată trebuie să realizeze conectarea fazelor MPP după secvenţa dorită. De aceea, elementul de bază al unei comenzi cu MPP este distribuitorul de impulsuri DI (fig. 4.63), primite la intrarea sa de la dispozitivul de comandă nefigurat. DI conţine un translator T care efectuează trecerea din cod a informaţiei sub forma secvenţei dorite (SR). La MPP de putere sub cîţiva waţi, translatorul T comandă direct înfăşurările motorului; la puteri mai mari este necesar un amplificator de putere A, prevăzut uneori şi cu posibilitatea de forţare a comenzii (CF).

4.14.4.2. *Comanda MPP în funcţie de unghi.* Cum s-a văzut mai sus, controlabilitatea SAE cu MPP are loc prin modificarea energiei furnizate motorului la fiecare conectare a fazelor. La sistemele cu comandă în funcţie de timp, cum s-a subliniat anterior, nu poate fi determinat exact momentul optim de comutaţie al fazei, ceea ce se reflectă în performanţele obţinute cu MPP în circuit deschis.

Determinarea exactă a comutaţiei în funcţie de pasul γ_p poate fi realizată la un sistem comandat în funcţie de unghi. Pe arborele motorului se va ataşa un traductor de pas, capabil să furnizeze informaţia asupra mărimii de ieşire, respectiv asupra momentului efectuării pasului. Dacă impulsurile obţinute de la traductor se aplică intrării de comandă a distribuitorului de impulsuri, se închide o buclă locală. Schema este denumită MPP *cu buclă minoră* (fig. 4.64). În această variantă de funcţionare MPP îşi pierde proprietatea sa tipică de a cadenţa sincron cu impulsurile de tact

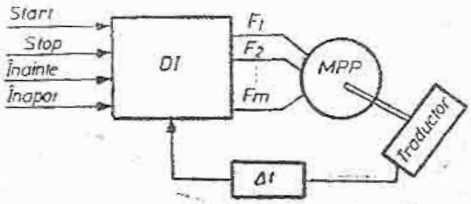


Fig. 4.64. MPP cu buclă minoră: $DI, F_1, \ldots F_m$ — ca în figura 7.35; t — întîrzierea introdusă de traductor.

aplicate la intrare, întrucît acestea sînt generate de către însuşi sistemul cu buclă minoră. Acest sistem cu reacţie pozitivă constituie de fapt un generator de impulsuri. Perioada impulsurilor, respectiv cadenţa de păşire, depinde de constantele de timp ale circuitului de comandă a fazelor şi de constanta electromecanică de timp a rotorului, ca şi de întîrzierea Δt introdusă în mod natural sau artificial de traductor.

Pentru pornire este necesar să se aplice un impuls din exterior, după care impulsurile vor fi generate de către sistemul însuşi.

4.15. Acţionări electrice numerice ale maşinilor-unelte

Primele *comenzi numerice* (NC — Numerical Control) au apărut acum 40 de ani şi se folosesc în principal la automatizarea maşinilor-unelte şi maşinilor-unelte agregate. Necesitatea măririi productivităţii şi calităţii muncii a condus la elaborarea de *comenzi după program*, realizate iniţial cu came profilate, secvenţiale, cu copiere după şablon sau după desen etc. În prezent, comenzile numerice după program cuprind sistemele de comandă în care programul este înscris pe un purtător adecvat sub formă de date numerice (bandă magnetică, perforată etc.). Echipamentele respective de comandă pot prelucra datele programului şi eventual informaţiile suplimentare primite de la maşina-unealtă, prelucrare ce se face exclusiv numeric. Comenzile numerice permit rezolvarea de probleme deosebit de complexe, ce depăşesc cu mult posibilităţile muncitorilor de înaltă calificare.

Un progres important în filozofia maşinilor-unelte cu comandă numerică a avut loc acum circa 10 ani, datorită introducerii pe scară tot mai largă a calculatoarelor. Aceasta a condus atît la *comenzi numerice prin calculator* (CNC — Computerized Numerical Control), cît şi la *comanda numerică directă* (DNC — Direct Numerical Control). În CNC există un sistem de NC, pentru o singură maşină-unealtă, ce conţine un minicalculator comandat de către instrucţiunile memorate. În DNC mai multe maşini-unelte sînt comandate de un calculator central. Dintre cele două tipuri de comenzi ce recurg la calculator s-a răspîndit mai mult CNC, ceea ce se explică în principal prin costul mai redus şi a flexibilităţii sale. Preferinţa spre CNC faţă de DNC devine tot mai marcată pe măsura scăderii preţului microprocesoarelor.

4.15.1. Principiul de funcţionare a CNC

Schema bloc a unui sistem CNC cu buclă de reacţie se arată în figura 4.65. În comparaţie cu NC, CNC foloseşte intensiv programele de soft în detrimentul celor de hard. Programele unui sistem CNC cuprind minimum trei programe importante: programul de date ale piesei, programul de serviciu şi programul de comandă. *Programul de date ale piesei* conţine descrierea geometriei piesei ce se produce şi condiţiile de aşchiere şi tăiere. În acest program dimensiunile sînt exprimate prin variabile de tip întreg, în unităţi corespunzînd rezoluţiei de poziţionare a fiecărei axe de mişcare. Această unitate, de ordinul a 10 um, va fi denumit *unitate bază de lungime* (UBL). *Programul de serviciu* se foloseşte pentru verificarea, editarea şi corectarea programului de date ale piesei. *Programul de comandă* acceptă

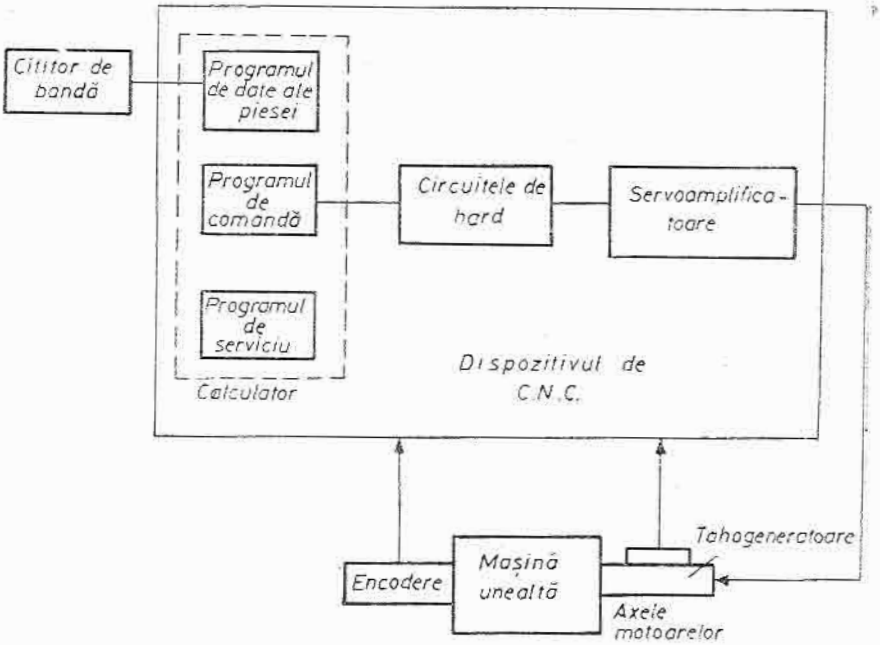


Fig. 4.65. Sistem CNC cu buclă închisă (schemă bloc).

programul de date ca intrare și produce semnalele necesare acționării axelor de mișcare.

Indiferent de tipul CNC, programul de comandă execută interpolări, comanda alimentării, accelerațiilor și decelerațiilor. El conține numărătoare de poziție, care arată distanța incrementală pînă la capătul segmentului de-a lungul căii dorite de parcurs. Rutina principală din programul de comandă este interpolatorul, ce coordonează mișcarea de-a lungul axelor mașinii — acționate independent, pentru a genera calea impusă de procesul de uzinare. Aceasta se obține de obicei printr-o combinație de segmente liniare și circulare; de aceea, programul de comandă conține o subrutină de interpolare liniară și circulară.

Cele mai multe sisteme CNC în buclă închisă conțin bucle de reacție după viteză și poziție, prima alimentată de un tahogenerator și secunda de un encoder sau alt traductor digital (fig. 4.65). După cum se știe, tahogeneratorul analog furnizează la ieșire o tensiune proporțională cu viteza unghiulară, iar encoderul impulsuri de tensiune, fiecare corespunzînd unei deplasări a axei cu o *UBL*.

Ieșirea calculatorului în CNC poate transmite o succesiune de impulsuri de referință sau un cuvînt binar într-un sistem de eșantionare. În primul caz, calculatorul produce o secvență de impulsuri de referință pentru fiecare axă de mișcare, fiecare impuls producînd o deplasare de o *UBL* a axei de mișcare respective. Numărul de impulsuri reprezintă poziția și frecvența acestora și este proporțional cu viteza de deplasare a axei. Aceste impulsuri pot acționa un MPP, comandat în circuit deschis sau pot fi comparate cu impulsurile de referință într-un sistem în buclă închisă.

Cînd se folosește o tehnică de eșantionare, bucla de comandă este închisă prin calculator. Programul de comandă compară un cuvînt de referință cu

semnalul de reacție, spre a determina eroarea de poziție. Aceasta este condusă la intervale determinate de timp la un convertor numeric analog (CNA), care la rîndul său produce o tensiune proporțională cu viteza de deplasare dorită a axei.

Adaptarea calculatorului la cerințele particulare ale unei mașini-unelte are loc prin încărcarea acumulatoarelor interne de tip scrie/citește (W/R) cu un program de comandă adecvat, care reprezintă într-o formă lărgită conținutul logic al comenzii numerice. Modificările, adaptările și schimbarea de funcții, de pildă al algoritmului de interpolare, se pot efectua ușor prin modificarea și lărgirea programului, deci prin soft.

4.15.1.1. *Tehnica impulsurilor de referință.* Presupunînd un sistem CNC cu o singură axă de mișcare, schema sa bloc este redată în figura 4.66. În sistemele cu mai multe axe, fiecare axă de mișcare se controlează printr-o buclă de comandă identică, conectată la calculator prin două linii, una pentru mișcarea directă și cealaltă pentru mișcarea în sens invers. Calculatorul conține programul de comandă, care-l acceptă pe cel de date al piesei prelucrate drept intrare și produce impulsurile de referință la intrare în circuitul de comandă. Blocul „acționarea mașinii-unelte" (fig. 4.66) cuprinde motorul necesar deplasării după axa de mișcare, tahogeneratorul și servoamplificatorul, după cum s-a văzut în figura 4.65.

Encoderul numeric din figura 4.66 este un dispozitiv din bucla de reacție în care numărătorul reversibil reprezintă un element de comparație, alimentat de două succesiuni de impulsuri (de referință, primite de la calculator și de reacție, primite de la encoder). Numărul de impulsuri diferență între cele două intrări constituie eroarea de poziție, convertită de către CNA într-o tensiune destinată alimentării motorului de acționare după axa de mișcare. În situația unei frecvențe constante de referință, furnizată de către calculator, frecvența semnalelor emise de encoder într-un regim staționar este identică cu frecvența de referință (exceptînd un impuls finit și o diferență de fază necesare producerii tensiunii de eroare corectoare, pentru a roti motorul). În orice situație, intrarea în circuitul de comandă este o succesiune de impulsuri de referință, fiecărui impuls corespunzîndu-o o deplasare de o *UBL*. Viteza de deplasare a axei este proporțională cu frecvența impulsurilor și poziția sa proporțională cu numărul de impulsuri transmise.

În sistemele bazate pe impulsurile de referință, funcționarea interpolatorului se bazează pe o tehnică iterativă, comandată de un ceas exterior

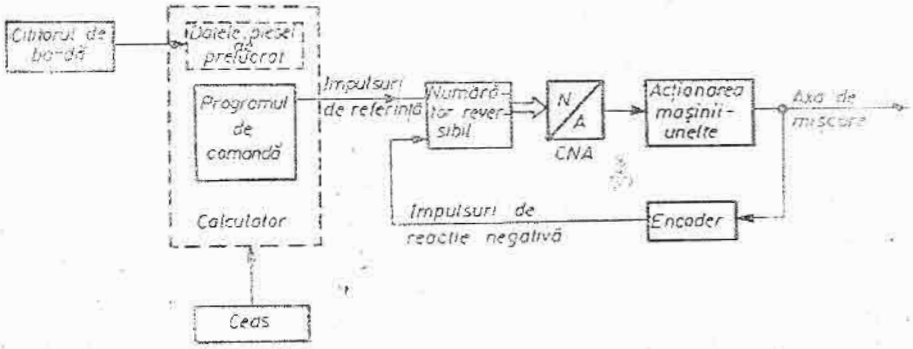


Fig. 4.66. Schemă bloc a unui sistem CNC, folosind tehnica impulsurilor de referință.

de întreruperi. La fiecare întrerupere se execută numai o singură iterație de către rutina interpolatorului, care la rîndul ei poate produce un impuls de ieșire de o *UBL*, pentru una sau mai multe axe de mișcare. Frecvența maximă f_m a impulsurilor de ieșire se atinge cînd fiecare iterație produce un impuls de ieșire; așadar, frecvența de întrerupere f_m pentru viteza maximă $V_m(UBL/s)$ a deplasării axei de mișcare este

$$f_m = \frac{V_m}{1\ UBL}. \tag{4.88}$$

Pe de altă parte, f_m este limitat și de timpul de execuție t_e a unei singure iterații de către rutina interpolatorului (în prezent $t_e = 10^2$ μs); se ajunge prin urmare la valoarea limită pentru frecvența impulsurilor de referință

$$f_m = \frac{1}{t_e} = 10^4 \text{ (impulsuri/s)}. \tag{4.89}$$

Se poate reține însă că la mișcările rapide, ce nu pretind coordonări între axele de mișcare, o mare parte a rutinei interpolatorului este ocolită, ceea ce conduce, pentru impulsurile de referință, la o frecvență maximă de circa (2...3) 10^4 impulsuri/s.

Din relațiile de mai sus se vede că există o relație între viteza maximă de deplasare a axei de mișcare V_m și *UBL*

$$V_m = f_m \cdot UBL = \frac{UBL}{t_e} = 10^4\ UBL/s,$$

ce poate fi realizată folosind tehnica impulsurilor de referință. Cînd se pretinde ca V_m să fie mai mare, va fi necesar să se utilizeze o tehnică de eșantionare.

Tratarea matematică a tehnicii ce întrebuințează impulsuri de referință ar trebui să fie cea corespunzătoare unui sistem cu timp discret și eșantionare neuniformă (deplasarea continuă a axei este condusă de N_0 impulsuri emise la o rotație de către encoder). Cum însă N_0 este mare, de ordinul a 1000 impulsuri/rot, sistemul poate fi totuși studiat ca un sistem continuu. În consecință se poate aplica transformată Laplace în metodica de proiectare.

Vom presupune că funcția de transfer a motorului de acționare electrică este cea corespunzătoare unui sistem liniar de ordinul I, de forma:

$$Y_1(s) = \frac{K_m}{T_m s + 1}, \tag{4.90}$$

T_m fiind constanta electromecanică de timp a sistemului de acționare și K_m o mărime constantă. Numărătorul reversibil din figura 4.66 convertește frecvențele într-un număr de impulsuri și o diferență de fază, ambele fiind integrala frecvenței în raport cu timpul. De aceea, numărătorul se comportă ca un element integrativ, avînd funcția de transfer:

$$Y_2(s) = \frac{K_e N_0}{s}. \tag{4.91}$$

Cîștigul circuitului de comandă în circuit deschis este deci:

$$K = K_e K_m N_0 \tag{4.92}$$

unde: K_e este cîștigul convertorului digital/analog CNA (V/impuls);
N_0 — numărul de impulsuri/rot al encoderului;
K_m — unități de viteză/V.

Funcţia de transfer a căii directe a circuitului de reglare va fi:

$$Y_d(s) = \frac{K}{s(T_m s + 1)} \tag{4.93}$$

care conduce la funcţia de transfer a sistemului cu buclă de reacţie

$$Y_0(s) = \frac{K}{T_m s^2 + K}. \tag{4.94}$$

Se vede că ecuaţia caracteristică a sistemului este cea a unui sistem de ordinul doi

$$s^2 + 2\xi\,\omega_n s + \omega_n^2 = s^2 + \frac{s}{T_m} + \frac{K}{T_m} = 0, \tag{4.95}$$

factorul de amortizare fiind:

$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{K T_m}} \tag{4.96}$$

şi pulsaţia naturală neamortizată

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T_m}}. \tag{4.97}$$

Deoarece pe calea directă se află un element integrator, eroarea în regim stabilizat a vitezei în sistemul cu buclă de reacţie la un semnal de intrare în treaptă va fi nulă. O asemenea intrare în sistemul studiat echivalează cu o frecvenţă constantă de referinţă a impulsurilor, furnizată de calculator.

Se ştie că suprareglajul creşte odată cu creşterea lui K; descrescînd K, suprareglajul maxim se reduce, dar creşte timpul de răspuns. Se recomandă ca în buclă deschisă factorul K să fie:

$$K = 1/2\ T_m \tag{4.98}$$

care conduce la performanţe satisfăcătoare cu un factor de amortizare $\xi = \sqrt{2}/2$, considerat ca optim pentru multe sisteme de comandă.

4.15.1.2. *Tehnica eşantionării.* Această tehnică în sistemele CNC utilizează calculatorul ca o parte a buclei de comandă, înlocuind numărătorul reversibil din figura 4.66 cu un comparator. Schema bloc a unui sistem CNC cu eşantionare este redată în figura 4.67, pentru o singură axă de deplasare. Calculatorul eşantionează semnalul de reacţie la frecvenţa constantă f_s şi îl compară cu o frecvenţă de referinţă produsă de interpolator. Eroarea rezultată este ieşirea calculatorului, transmisă printr-un CNC la motorul de acţionare. În figura 4.67 s-ar putea folosi în locul encoderului un traductor de tip inductosin. Circuitele de interfaţare depind de hardul folosit. Cu un encoder digital interfaţarea este cea mai simplă, ea constînd dintr-un numărător mic, care este incrementat cu impulsurile primite de la encoder. Calculatorul eşantionează conţinutul numărătorului la intervale fixe T şi îl şterge imediat. Fiecare impuls al encoderului fiind echivalent cu o *UBL*, numărul transferat calculatorului de numărător este egal cu incrementul deplasării axei, exprimat în *UBL*, în cursul ultimului interval, T. Programul de comandă este bazat pe o tehnică iterativă, executată cu frecvenţa de eşantionare $f_s = 1/T$. Se menţionează că, deoarece tehnica

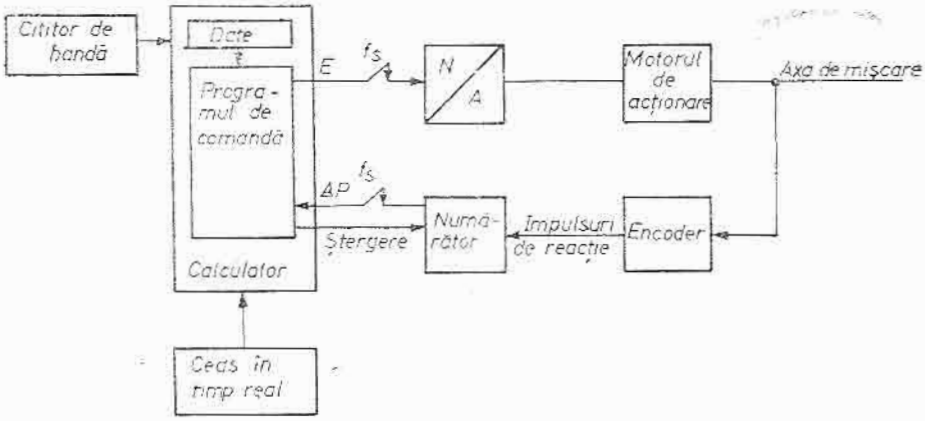


Fig. 4.67. Schemă bloc a unui sistem CNC cu eșantionare.

eșantionării utilizează o rutină de interpolare complicată, timpul de execuție a unei singure iterații este mult mai lung decît cel obținut cu tehnica impulsurilor de referință.

4.15.2. Sisteme DNC

Se atinge un nivel de automatizare mai ridicat dacă programele de comandă ale CN se efectuează prin structuri DNC. Într-o memorie acumulator de mare capacitate (placă, bandă etc.) sînt stocate toate programele de prelucrare a pieselor, respectiv într-o arhivă a datelor de comandă. Acumulatorul poate fi administrat de un calculator de proces de mărime mijlocie (calculator DNC de 32 kilobiți). El poate prelua la cerere programe separate în memoria sa de lucru și le poate furniza în bloc sau separat în ierarhia de comandă subordonată sistemelor NC, respectiv DNC (10 ... 60 mașini).

Calculatorul din sistemul DNC i se pot transmite sarcinile de:

— organizare a aprovizionării mașinilor;
— comandă automată a transportului pieselor, sculelor și șpanului;
— supravegherea procesului de fabricație și diagnoza sistemului;
— adunarea datelor statistice, bază pentru aprecierea și îmbunătățirea procesului de fabricație;
— legătură cu calculatoarele supraordonate.

Se constată că sistemele DNC duc la o creștere a gradului de utilizare a mașinilor de 65 ... 70% față de 35 ... 40% la comenzile separate ale mașinilor-unelte, cît și la o organizare mai flexibilă a procesului de fabricație.

4.16. Exemplu de acționare electrică reversibilă programabilă, cu motor asincron, cu turație reglabilă discret

Pentru exemplificare, în figura 4.68 este prezentată schema unui sistem de acționare electrică reversibilă programabilă, cu un motor asincron cu turație subsincronă reglabilă în trepte, ce folosește o tehnică digitală. Sistemul rezolvă problema acționării mașinilor-unelte-agregat, ale căror

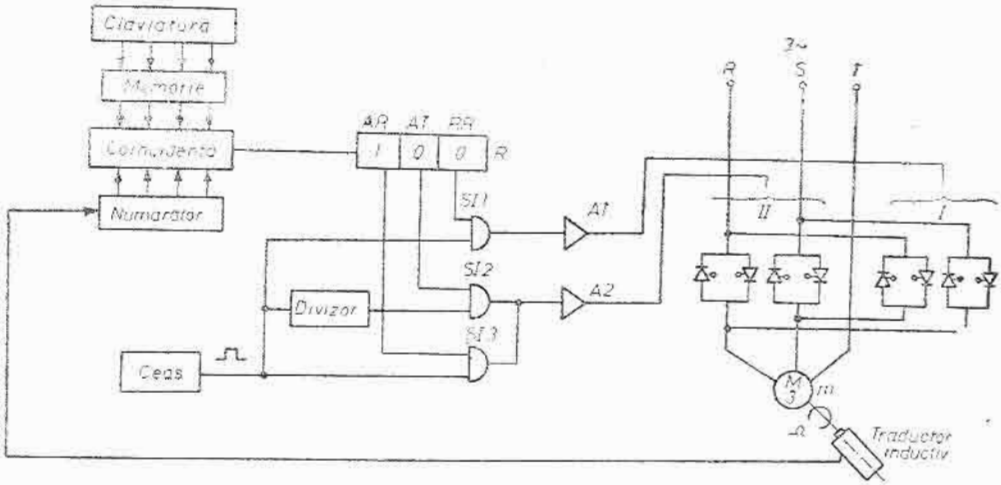


Fig. 4.68. Schema bloc a acționării electrice reversibile programabile cu motor asincron cu turație reglabilă discret, pentru acționarea unei mașini-unelte agregat.

cicluri de lucru conțin trei timpi distincți: 1) *avansul rapid* (AR), ce asigură apropierea capului de forță de piesa de prelucrat; 2) *avansul tehnologic* (AT), ce asigură mișcarea de avans în cursul prelucrării piesei; 3) *retragerea rapidă* (RR), aceasta constînd în readucerea capului de forță în poziția inițială.

Pentru obținerea de turații subsincrone mult mai mici decît turația nominală la frecvența de 50 Hz a motorului asincron de acționare, acesta este alimentat folosind o tehnică multiciclu: fiecare fază se alimentează periodic cu cîte o perioadă a tensiunii de alimentare dintr-o succesiune de b (număr întreg) perioade. În acest fel se obține viteza de sincronism corespunzătoare frecvenței undei fundamentale de tensiune, din dezvoltarea în serie Fourier a tensiunilor de alimentare, egală cu 50/b Hz. În cazul sistemului implementat, $b = 2, 3, \ldots, 15$. Prin urmare, turația motorului asincron va putea fi modificată discret, eliminîndu-se alte acționări cu motor hidraulic ce există la mașinile agregat convenționale.

Pachetul de perioade complete ale tensiunilor sinusoidale de fază, aplicate înfășurării statorului motorului, pot fi obținute prin comanda contactorului static I, format din două grupuri antiductoare cu tiristoare (fig. 4.68). La porțile tiristoarelor se aplică impulsuri de comandă, furnizate de un bloc divizor programabil pentru cele 15 trepte de turație sincronă. Un al doilea grup de cîte două tiristoare II, montate de asemenea antiductor sau paralel în opoziție, asigură posibilitatea inversării sensului de rotație și deci rotirea bidirecțională a motorului asincron m.

Deplasarea liniară după axa de mișcare a capului de forță se asigură printr-un mecanism clasic șurub-piuliță, nedesenat în figura 4.68.

Un traductor inductiv, de mare fiabilitate, produce la rotirea arborelui motorului asincron un număr de impulsuri pe secundă proporțional cu deplasarea liniară realizată (presupunem, pentru simplificare, o singură axă de mișcare).

Pentru realizarea unui ciclu întreg de lucru, cu curse impuse de procesul tehnologic executat de mașina-unealtă sau agregat, se introduce în memorie codul binar al acestor curse. Memoria folosită este de tip ROM

de 8 biți, realizată cu două circuite integrate CDB 495. De la un panou de comandă cu taste, ce folosește și introducerii codului curselor în memorie, se dă comanda de pornire. Se asigură astfel prezența lui 1 logic în prima celulă, corespunzătoare avansului rapid AR, din registrul de deplasare R. Cele trei avansuri sînt selectate cu ajutorul porților logice ȘI 1, ȘI 2 și ȘI 3, în funcție de poziția lui 1 logic în celulele AR, AT și RR.

În decursul avansului rapid AR, impulsurile furnizate de traductorul inductiv sînt numărate de către blocul numărător (realizat cu circuite integrate CDB 493). Cînd s-a atins cursa prestabilită de AR, se ajunge la coincidența dintre numărul de impulsuri primite de la traductorul inductiv și numărul de impulsuri memorat în memoria ROM. În circuitul de coincidență realizat s-au folosit circuite integrate de tipul CDB 486, CDB 404 și CDB 400. La coincidența susmenționată, circuitul de coincidență emite un impuls, ce asigură deplasarea lui 1 logic din celula AR a registrului R în celula AT, corespunzătoare avansului tehnologic.

Avansul tehnologic poate fi controlat prin programarea divizorului pentru oricare din cele 15 trepte de turație. Dacă divizarea se face prin $N (N = 2, 3, \ldots, 15)$, viteza de sincronism a motorului asincron va fi Ω_0/N, Ω_0 fiind cea corespunzătoare frecvenței industriale a rețelei. În acest fel se pot obține viteze foarte reduse, fără pierderi suplimentare.

Cînd are loc coincidența impulsului furnizat de divizor cu 1 logic din celula AT poarta ȘI 2 furnizează impulsurile de comandă pentru tiristoarele contactorului static II. Retragerea rapidă este inițiată de trecerea lui 1 logic din celula AT în celula RR, iar poarta logică ȘI 1 furnizează impulsurile de comandă contactorului static I.

4.17. Echipamente românești de comandă numerică

Se menționează echipamentele de comandă numerică realizate în țară, ca de pildă NUMEROM și cel pentru controlul și supravegherea automată a proceselor de producție — ECAROM—800.

4.17.1. Echipamentul de comandă numerică NUMEROM

Acest echipament se folosește la mașinile-unelte cu comandă numerică și program. El asigură reglarea deplasărilor pe diferite axe, conducînd la precizii ridicate de prelucrare; schema sa de principiu este desenată în figura 4.69. NUMEROM mai folosește încă un echipament electric convențional (relee, contactoare), fiind mai puțin evoluat din punctul de vedere al utilizării comutației statice de putere. Acest echipament primește comenzi pentru alegerea regimului tehnologic de așchiere, prestabilit de către operator și introdus în program.

Prin intermediul unui sistem de urmărire a poziției, echipamentul NUMEROM verifică permanent poziția mecanismului executor al mașinii-unelte; în acest scop, întrebuințează traductoare analog-ciclice. Cînd cota atinsă egalează cota stabilită, echipamentul emite comanda de oprire. Pentru a majora precizia de realizare a cotei impuse, în apropiere de aceasta se reduce viteza de avans, la rîndul ei impusă de tehnolog. Se asigură un regim optim de frînare, reducînd viteza exponențial în funcție

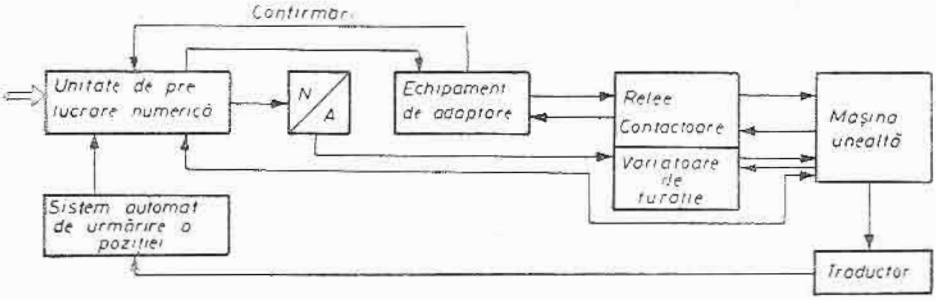


Fig. 4.69. Echipamentul de comandă numerică NUMEROM.

de viteză şi de distanţă — ceea ce mai rămîne de parcurs. Echipamentul controlează în acelaşi timp poziţiile pe patru axe comandate numeric, furnizînd comenzi pentru acţionarea simultană a motoarelor electrice de avans.

Prin intermediul panoului operator şi al unei benzi perforate, informaţiile primite de echipament relativ la funcţiile tehnologice (turaţie, avansul de lucru, număr de sculă etc.) şi deplasări, se furnizează echipamentului. De la panoul operator se pot schimba regimurile de lucru prin acţionarea unor taste. Pe acest panou, în afara tastaturii de introducere manuală a informaţiilor, este dispusă şi tastatura de selectare a regimurilor de lucru şi semnalizărilor, ca şi comenzile directe ale maşinii, ca de pildă regimurile manuale de lucru, inclusiv elementele de corectare a turaţiei şi avansului programate.

Operaţiile de comutare se execută prin comenzi transmise maşinii-unelte cu ajutorul echipamentului de adaptare; operaţiile de deplasare sînt transmise prin intermediul variatoarelor. Se verifică permanent prin sistemul de urmărire a poziţiei, poziţia momentană a mecanismului executor.

Cu un cititor de bandă are loc preluarea programului de prelucrare a piesei, înscris pe banda perforată. Cînd echipamentul este integrat într-un sistem de reglare numerică directă (DNC) cu calculator numeric, programul poate fi furnizat şi din exterior. Programul de funcţionare al echipamentului se poate introduce şi manual, prin acţionarea tastaturii de pe panoul echipamentului. Astfel se pot transmite comenzile de execuţie, de alegere a regimului de lucru ş.a.

Unitatea de prelucrare numerică primeşte la intrare, în concordanţă cu regimul de lucru al echipamentului, semnale codificate, semne, adrese, cifre, pe care le decodifică. Informaţiile numerice conţinute la diferite adrese se transmit în cod binar memoriilor intermediare ale echipamentului, necesare pentru memorarea informaţiilor din cuvîntul ce urmează să se execute. Acest lucru se petrece încă din timpul executării cuvîntului introdus anterior, evitîndu-se astfel pierderile de timp şi asigurînd executarea de contururi precise.

Informaţiile introduse în echipament sînt ordonate pe funcţii şi memorate în memoriile intermediare (funcţii pregătitoare, deplasări comandate, număr de corecţie de sculă, viteză de avans, parametrii de interpolare, turaţii, număr de cuvînt). Prin intermediul blocului de comandă a funcţionării, informaţiile din memoriile intermediare se transferă succesiv în cele de lucru. Pentru informaţiile de deplasare se calculează drumul de

parcurs. Condițiile de drum sînt date de informațiile de comutație primele fiind, de exemplu, viteza de deplasare, număr de sculă, interpolare, turație ș.a.m.d. În funcție de condițiile de drum, blocul de comandă a funcționării, comandă reperul temporal — impulsurile de calcul — ca și repartizarea în timp a impulsurilor (blocul de nivelare).

Informațiile se transmit de la memoriile de lucru la interpolator, pe două axe și acesta determină, în funcție de impulsurile de calcul de la blocul de nivelare la blocul formator al impulsurilor de acționare, care ține seama și de impulsurile de la blocul de corecție a pasului șurubului.

În funcție de regimul comandat de afișare, blocul de afișare vizualizează toate informațiile cuprinse în memoriile echipamentului.

4.17.2. Echipamentul ECAROM–800

Acest echipament este destinat controlului și supravegherii automate a proceselor de producție. Echipamentul ECAROM—800 completează gama produselor de acest tip, fiind destinat realizării primului nivel de automatizare complexă a proceselor industriale. El poate funcționa fie independent, fie în cadrul unui sistem ierarhic, cuplat cu alte calculatoare sau minicalculatoare. Acest echipament face parte din generația 3, 5, fiind realizat cu circuite larg integrate (microprocesoare, memorii semiconductoare etc.).

În funcție de specificul fiecărei aplicații, în particular și a reglării turației sistemelor de acționare electrică, ECAROM—800 realizează funcțiile: culegerea datelor și tratarea lor preliminară, supravegherea variabilelor de proces, comenzi secvențiale, protocolare, ghid operator. Mai asigură comanda mărimilor de referință ale regulatoarelor automate și comanda mărimilor de execuție ale acestora (reglare bipozițională).

Avînd o structură modulară, echipamentul ECAROM—800 permite realizarea de configurații diverse și flexibile. Structura sa face posibilă modificarea simplă a unei configurații existente, prin adăugarea, eliminarea și înlocuirea de module existente sau nou create. Un modul este realizat la nivelul unei plachete; interconectarea modulelor are loc prin utilizarea de magistrale universale. Într-un sertar se introduc maximum 20 de plachete, iar sertarele se introduc într-un dulap.

Structura echipamentului ECAROM—800 (fig. 4.70) conține diferite tipuri de module (funcționale, de conectare internă și externă, de alimentare), dintre care menționăm:

1. *Modulul unitate centrală (UC)* — asigură execuția corectă a setului de instrucțiuni, generarea de două baze de timp real, lansarea de activități prioritare, utilizarea regimului de comunicare directă cu memoria. El asigură funcționarea automată, pe baza instrucțiunilor primite de la memorie a întregului echipament. Are la bază microprocesorul Intel 8080. Modulul UC cuprinde sistemul de întreruperi cu 16 niveluri ierarhizate (cu posibilitate de mascare și demascare) și ceasul de timp real.

2. *Modulul EPROM—4K* — constituie o memorie nevolatilă (al cărui conținut nu se pierde prin dispariția tensiunilor de alimentare), care nu poate fi decît citită. Este destinat stocării de date și programe invariabile în timp (pentru o aplicație concretă), fiind reprogramabil electric. Un modul conține 4 kilocteți EPROM.

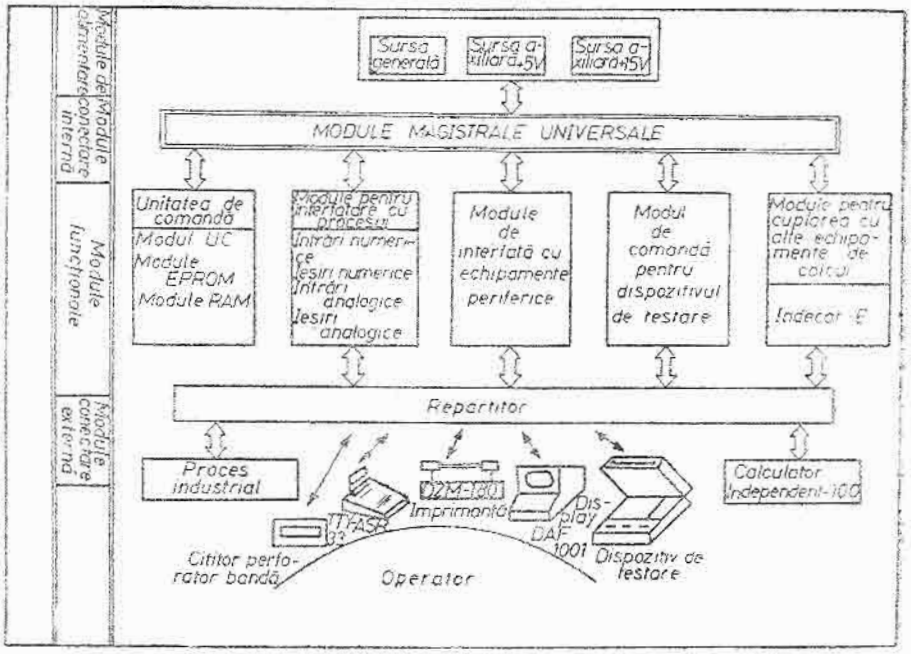


Fig. 4.70. Structura echipamentului ECAROM—800.

3. *Modulul memorie RAM—4K* — constituie o memorie volatilă, cu conținut aleatoriu în timp (conținutul său poate fi nu numai citit, ci și modificat), care se pierde la dispariția tensiunilor de alimentare. Este destinat memorării mai ales a informațiilor variabile din proces și eventual a programelor nepermanente. Un modul conține 4 kilocteți RAM, 256 octeți EPROM.

4. *Modulul de intrare/ieșire — I/E* — de interfață cu procesul, asigură executarea operațiilor de intrare/ieșire sub comanda modulului unitate centrală UC. Aceste module sînt destinate în principal realizării interfeței de conectare cu echipamentele periferice standard.

5. *Modulul 32 intrări numerice — IN* — asigură prelucrarea din proces a 32 de semnale numerice sub formă de niveluri de tensiune sau de contact, pe care le transmite sub formă de niveluri TTL, către modulul UC.

6. *Modulul de ieșiri numerice — EN* — transmite spre proces 32 de semnale numerice cu izolare optoelectronică (prin niveluri de tensiune și contacte pentru comanda releelor).

7. *Modulul extensie întreruperi — INMI* — asigură posibilitatea preluării din proces a două grupe de cîte 8 semnale de întrerupere echiprioritare sau memorarea a 16 semnale intrări numerice.

8. *Modulul convertor analog-numeric — CAN* — transformă semnalele analogice, culese din proces, în semnale numerice pe care le transmite în cod binar către modulul UC. Este deci un modul de interfață cu procesul; permite conversia a 256 canale analogice simple sau 128 diferențiale.

9. *Modulul multiplexor static — MxS* — asigură comutarea semnalelor analogice din proces spre o singură cale de semnal. Permite astfel utilizarea unui singur modul CAN pentru un număr mare de surse de semnal analogic. Cuprinde 32 de canale analogice simple sau 16 diferenţiale.

10. *Modulul placă adaptoare — PA* — asigură divizarea şi filtrarea semnalelor analogice de tensiune din proces sau transformarea semnalelor de curent în semnale de tensiune, adaptîndu-le la gama semnalelor de intrare a multiplexorului static.

11. *Modulul magistrală de proces — MUP* — realizat dintr-o plachetă echipată cu 20 de conectori priză cu 2 × 26 contacte aşezate pe două rînduri.

12. *Modulul magistrală universală — MUS* — este realizat dintr-o plachetă echipată similar cu modulul magistrală de proces MUP. Asigură cuplarea între ele a zece module funcţionale. Tensiunile corespunzătoare de la barele de alimentare ale echipamentului sînt aduse prin mai multe borne dispuse pe plachetă.

13. *Modulul sursă generală — MSG* — asigură echipamentului ECAROM—800 tensiunile de ieşire de + 5 V c.c. ± 5%/30 A; —9 V c.c. ± 5%/5 A; ± 12 V c.c. ± 5%/1 A. Se alimentează la 220 V + 10% —15%; 50 Hz ± 1%. Mai conţine un monitor pentru supravegherea alimentării echipamentului.

14. *Modulul sursă auxiliară + 5 V c.c. — MSA 1* — se alimentează la 220 V + 10% — 15%; 50 Hz ± 1% şi asigură tensiunile de ieşire de + 5 V c.c. ± 5% la un curent de maximum 30 A, în situaţia în care configuraţia echipamentului conduce la un consum ce depăşeşte posibilităţile sursei generale (30 A).

15. *Modulul sursă auxiliară + 15 V c.c. — MSA 2* — se alimentează la 220 V + 10% — 15%; 50 Hz ± 1%. Asigură tensiunile de ± 15 V c.c. şi — 15 V c.c., necesare lanţului analogic, la un curent maxim de 1,5 A.

16. *Modulul INDECAR—E* — este destinat cuplării cu alte echipamente de calcul. Este o interfaţă programată destinată interconectării minicalculatorului INDEPENDENT—100 cu echipamentul ECAROM—800, în scopul realizării unor sisteme ierarhizate de calcul pentru conducerea proceselor tehnologice. Această plachetă se interconectează prin două cabluri telefonice ecranate, cu cîte 14 perechi de fire torsadate fiecare, cu o plachetă INDECAR—I. Ultima se introduce în minicalculatorul INDEPENDENT—100.

17. *Modulul comandă dispozitiv testare — CDT* — asigură verificarea şi depanarea echipamentului (programe şi module funcţionale componente). Este realizat sub formă portabilă, ce permite transportul său, a cablurilor de legătură şi a unui aparat universal de măsură.

4.18. Automate programabile

Automatele programabile, apărute în 1969, s-au dezvoltat continuu, simultan cu dezvoltarea tehnicii circuitelor integrate şi a microprocesoarelor. Automatele programabile au făcut posibilă apariţia de echipament pentru conducerea proceselor secvenţiale, folosindu-se logica programată,

4.18.1. Generalităţi introductive

Pentru realizarea unei anumite acţiuni într-un SAE sau în alt domeniu industrial, se foloseşte un dispozitiv logic elementar, materializat printr-un contact electric (de exemplu alimentarea motorului de acţionare). Acest lucru are loc cînd celelalte condiţii rezultînd din starea sistemului în care este instalat contactul electric sînt satisfăcute. În sistemele tradiţionale de comandă şi reglare cu contactoare şi relee, contactele de diferite tipuri sînt conectate între ele, ca şi bobinele lor de acţionare, prin conexiuni adecvate. Cu alte cuvinte, pentru o operaţie elementară se constituie o reţea de contacte, de complexitate mai mare sau mai mică. Inventarea automatelor programabile se datoreşte constatării că, la scara timpilor componentelor electronice, are loc o schimbare foarte redusă a stării contactelor, cît şi puţine comenzi în interiorul schemelor de comandă. De altfel, schemele clasice folosite pentru conducerea proceselor secvenţiale prezintă un ansamblu de dezavantaje: gabarite mari, cablaj dificil între elementele sistemului, posibilităţi reduse de dialog cu un supervizor central, întreţinere pretenţioasă şi posibilităţi reduse de extindere şi de modificare a funcţiilor.

Este cunoscut că schemelor secvenţiale cu contacte mecanice sau cu elemente de comutaţie statică li se pot ataşa ecuaţii logice, boolene. Însă, în cea mai mare parte a timpului de lucru se poate afirma că aparatajul nu este bine utilizat, fiind în aceeaşi stare. De aici a apărut în mod logic ideea de a avea o singură reţea logică, cu o structură ce poate fi variată rapid şi care să poată îndeplini succesiv în timp funcţia tuturor reţelelor necesare pentru un anumit scop.

Structura unei reţele constituie imaginea uneia sau a unor ecuaţii boolene. Variabilele logice sînt reprezentate prin starea binară a contactelor, care reprezintă starea instalaţiei. Soluţionarea ecuaţiilor boolene echivalează de fapt cu apariţia la diversele ieşiri a ordinelor de punere în mişcare sau de oprire. Rezultate obţinute foarte rapid, în cîteva microsecunde, sînt conservate în memoriile electronice de ieşire. Ecuaţiile şi variabilele boolene sînt introduse în memoria principală a programului

4.18.2. Structura generală şi funcţionarea automatelor programabile

Funcţia unui *automat programabil* este de a emite ordine binare, ţinînd seama de starea sistemului la un moment dat şi de programul introdus în memoria sa.

Un automat programabil posedă patru subansambluri funcţionale:

1) un *analizor de stări binare*, la intrare, care primeşte şi analizează informaţii — semnalele din proces sau SAE — de la elementele sesizoare, cum ar fi butoane de comandă, limitatoare de cursă, microîntreruptoare etc.;

2) un *ansamblu de registre şi de circuite de putere la ieşire*, ce pot comanda direct motoarele de acţionare mici sau contactoarele ce comandă motoarele mai mari;

3) o *memorie a programului*;

4) un *bloc operator logic*, capabil să execute diferite operaţii logice (sumă logică, produs logic, inversiuni, sau, cu terminologia din teoria mulţimilor, reuniuni, intersecţii şi complemente).

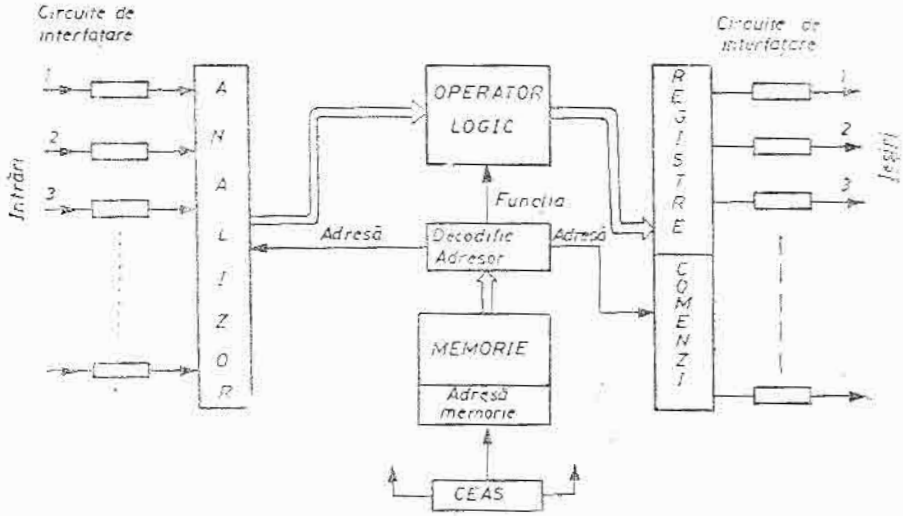


Fig. 4.71. Schema bloc a unui automat programabil.

În figura 4.71 s-a redat schema bloc a unui automat programabil. *Programul* este înscris în memorie sub forma de secvenţe (şiruri de numere reprezentînd variabilele de intrare). Fiecare secvenţă conţine variabile logice de intrare prin operaţii logice, terminîndu-se prin ordinul sau ordinele ce se vor aplica la ieşiri, de asemenea identificate prin numere. Termenii dintr-o secvenţă sînt extraşi succesiv din memorie şi sînt dirijaţi spre blocul de analiză de la intrare, operatorul logic şi repartitorul de ordine de ieşire.

Procesul de analiză, operare, emitere de ordine se desfăşoară continuu; durata unui ciclu de analiză este de 10 ... 30 ms, fiind inferioară timpului de acţionare a contactoarelor motoarelor electrice.

În ce priveşte tehnologia de fabricaţie, caracteristica sa principală este folosirea circuitelor integrate LSI, care conduc la un material compact şi ieftin, permiţînd şi îmbunătăţirea performanţelor.

În automatele programabile se utilizează cel mai des memorii ROM, ce prezintă avantajul nemodificării lor; lipsa alimentării sau o avarie nu pot modifica sau distruge programul. Acestea au însă dezavantajul necesităţii existenţei dispozitivelor specifice înscrierii în memorie şi imposibilitatea reprogramării lor. Memoriile folosite sînt cu diode fuzibile şi MOS—ROM.

În automatele programabile de clasă mijlocie şi înaltă se folosesc memorii ce pot fi încărcate prin mijloace electronice clasice, de tip RAM, ca şi alte dispozitive de memorie.

În *circuitele de intrare-ieşire* se întrebuinţează dispozitive electronice optocuploare, ce permit separarea circuitelor de putere cu diferiţi paraziţi. În circuitele de ieşire se utilizează triacuri şi tiristoare, ce reprezintă soluţii economice la gabarite mici.

Programul (ansamblul de instrucţiuni ce indică operaţiile ce trebuie să fie executate de automatul programabil) înregistrat în memorie conduce uneori la considerarea automatului programabil drept minicalculator, ceea ce nu este corect. Pentru programarea automatelor programabile se folosesc unul pînă la trei niveluri de limbaje, care devin tot mai sin-

tetice şi mai simbolice, dar şi mai greu de învăţat. În primul nivel se găseşte limbajul cod maşină (50 ... 200 instrucţiuni).

Automatele programabile trebuie să efectueze operaţii logice (trei operaţii fundamentale), adăugîndu-se stocarea rezultatelor parţiale în memorie, contorizare, temporizare etc. Se ajunge la circa 8 ... 15 instrucţiuni, de obicei clare şi la nivelul cunoştinţelor tehnicienilor de exploatare sau din serviciile de proiectări. *Instrucţiunile de comandă* sînt alcătuite din patru caractere, o literă şi trei cifre (ca la automatul AP 101 fabricat în ţară), patru litere sau patru cifre.

Programul elaborat se înscrie cu ajutorul *consolei de programare* în memoria program a automatului. Instrucţiunile, pe 16 biţi, de formă specifică sînt stocate în memoria program de tip RAM într-o anumită ordine, de unde sînt extrase şi executate succesiv. Programul este elaborat sub forma de diagrame desfăşurate cu relee şi contactoare, a unei scheme logice sau diagrame funcţionale (grafcet). Pentru elaborarea unui program pentru comanda secvenţială a unui SAE mai complex se procedează la formularea clară a cerinţelor la care trebuie să răspundă schema proiectată a procesului, desenarea schemei logice ce descrie funcţionarea SAE sau a procesului şi scrierea programului de comandă.

Pentru executarea instrucţiunii SAU, automatul programabil efectuează aducerea instrucţiunii din memoria program în registrul de instrucţiuni; incrementarea numărătorului de adresă al memoriei program în vederea stabilirii instrucţiunii următoare; transmiterea pe magistrală a adresei perifericului, adică a blocului de ieşiri sau intrări; decodificarea codului operaţiei şi executarea operaţiei programate. La automatul programabil românesc AP 101, ca şi la altele, programul începe cu instrucţiunea de la adresa 000, ultima operaţie din program fiind invariabil salt necondiţionat la adresa zero.

În cazul automatului programabil AP 101 se utilizează notaţiile variabilelor din tabelul 4.3. Numărul unei variabile reprezintă o adresă, prin decodificarea căreia se identifică un anumit canal, de intrare, de ieşire etc.

TABELUL 4.3

Notaţiile variabilelor logice la automatul programabil AP 101.

Variabilele	De intrare	I000, I001, ..., I511
	De ieşire	E000, E001, ..., E511
	Intermediare	M000, M001, ..., M511
	Elemente de temporizare, contorizare	R000, R001, ..., R511

Exemplu de programare. Fie o funcţie logică elementară de tip monom, de forma:

$$E002 = I004 \cdot M102 \cdot R005 \tag{4.99}$$

unde I004, M102, R002 sînt variabile de intrare, iar E002 variabilă de ieşire. În tabelul 4.4 s-a redat programul pentru realizarea acestei funcţii, iar în tabelul 4.5. caracteristicile principale ale automatului programabil AP 101.

TABELUL 4.4

Programul pentru realizarea funcției (4.99)

Adresă numerică program	Program PROLOL		Comentarii
	Operație logică	Variabilă	
000	LD	I004	Se introduce operandul în registrul de stare al unității de control industrial (ICU)
001	AND	M102	Se efectuează operația SI între bistabilul de stare din ICU și operandul indicat de instrucțiune
002	AND	M005	
003	STO	E002	Se transferă conținutul bistabilului de stare al ICU la adresa indicată de instrucțiune

TABELUL 4.5

Caracteristici principale ale automatului programabil AP 101.

Număr intrări-ieșiri: 1024
Variabile interne: 512
Temporizări (număr maxim): 512
Increment: 0,1 s sau 1 s
Capacitatea registrelor: pentru decade
Capacitatea memoriei program: 4 K
Capacitatea memoriei de date (variabile interne): 512 biți
Funcții asigurate: operații logice elementare; temporizări-contorizări
Interfețe de intrare „tot sau nimic" (separare galvanică): 24; 48 V c.c. 110; 220 V c.a.
— pe relee: 24; 48; 110 V c.c. sau c.a., 15 VA
— pe tranzistoare: 5 ... 24 V c.c./2 A
— de putere: 110; 220 V c.c./3 A
Semnalizare a stării variabilelor de ieșire-intrare
Programare cu dispozitiv specializat sau cu limbaj de programare simplu

Cînd este oportun un automat programabil în comanda SAE? Mai mulți parametri, uneori greu de evaluat corect, intervin într-un studiu tehnico-economic comparativ, cînd este vorba de realizarea unei scheme de comandă cu relee și contactoare, pe de o parte și cu automat programabil pe de altă parte. Se poate afirma că, chiar dacă nu se are în vedere posibilitatea introducerii ulterioare de modificări — ușor de realizat cu automatele programabile — utilizarea automatelor programabile este mai economică dacă sînt folosite în scheme cu mai mult de 50 de relee și contactoare.

Avantajele automatelor programabile, în afara celor schițate mai sus, sînt: rapiditatea instalării și punerii în serviciu; programarea lor înainte de a fi realizată, de pildă, mașina agregat ce va fi acționată; program ușor de modificat și de ajustat exact la funcționarea mașinii de lucru; instalarea este foarte rapidă, racordurile efectuîndu-se pe reglete standard foarte accesibile. Întreținerea este practic nulă (unitatea centrală se află dispusă de obicei într-un bloc metalic etanș). Depanarea este, de asemenea, rapidă.

Utilizările automatelor programabile: pe maşinile-unelte şi agregat cum ar fi: prese, strunguri, strunguri automate de serie mare şi mijlocie (inclusiv sistemele lor de aprovizionare), maşini de rectificat, maşini de sudat, maşini de asamblat-montat (în general foarte complexe), ascensoare, magazinele automatizate, procese chimice, încărcătoarele de palete etc.

4.19. Comparaţie între sistemele analogice şi numerice ale acţionărilor electrice reglabile

4.19.1. Sisteme de reglare analogice

Precizia valorii impuse. În sistemele de reglare analogice a acţionărilor electrice valoarea impusă se obţine în general prin intermediul unor potenţiometre alimentate de la o sursă de tensiune stabilizată. În acest fel, rezultă erori datorită variaţiei tensiunii sursei stabilizate şi eventual datorită rezistenţei potenţiometrului. În instalaţiile obişnuite, eroarea care se obţine este de aproximativ $\pm 1\%$. În cazul reglării raportului a două turaţii în locul tensiunii stabilizate, potenţiometrul se alimentează de la tahogeneratorul motorului pilot, erorile tahogeneratoarelor fiind de acelaşi ordin de mărime.

Deoarece, în mod normal, nu se utilizează potenţiometre etalonate, o reproductibilitate cu o anumită precizie a valorii impuse numai cu ajutorul potenţiometrului nu este posibilă. O reproductibilitate se poate obţine numai printr-o măsurare precisă a turaţiei şi o ajustare manuală a potenţiometrului de valoare impusă. Din aceleaşi motive nu se poate pune problema stabilirii cu precizie a unei valori impuse fără a se recurge a o ajustare, în acest caz intervenind nefavorabil şi neliniaritătile potenţiometrului şi ale tahogeneratorului.

Precizia valorii măsurate. În sistemele de reglare analogice, ca traductoare de turaţie se utilizează tahogeneratoare de curent continuu sau de curent alternativ, cu magneţi permanenţi.

Tahogeneratoarele de curent continuu prezintă avantajul unui semnal a cărui polaritate depinde de sensul de rotaţie, în schimb au o cădere de tensiune variabilă la perii. Tahogeneratoarele de curent alternativ sînt în general polifazate pentru a obţine prin redresare o tensiune continuă cu o ondulaţie cît mai mică. Ele nu au colector, în schimb elementele de redresare utilizate prezintă o cădere de tensiune care variază cu temperatura.

La ambele tipuri de tahogeneratoare rezultă o eroare în funcţie de temperatură şi datorită variaţiei fluxului magneţilor permanenţi.

Tensiunea tahogeneratoarelor are un conţinut ridicat de armonici care se datoresc construcţiei tahogeneratoarelor şi cuplării incorecte pe axul motorului.

Armonicile de frecvenţe ridicate pot fi eliminate cu ajutorul unor filtre. Armonicile de frecvenţe joase, care provin în special datorită cuplării incorecte, nu pot fi în întregime eliminate cu ajutorul filtrelor, deoarece constantele de timp de filtrare ar ajunge comparabile cu timpii de eliminare a perturbaţiilor, ceea ce poate conduce la o instabilitate a sistemului de reglare.

Erorile însumate ale tahogeneratoarelor de construcţie obişnuită conduc la o eroare totală de ordinul $\pm 1\%$.

Precizia punctului de zero al regulatorului. În acţionările electrice, pentru realizarea regulatoarelor se utilizează preamplificatoare de curent continuu cu tranzistoare. Deriva, în cazul unei funcţionări de lungă durată a unui astfel de preamplificator, este, de exemplu, în cazul preamplificatorului din sistemul UNIDIN de ± 5 μA, ceea ce conduce la o eroare de aproximativ 0,1 ... 0,5%. Prin utilizarea unor tranzistoare cu siliciu (sistemul UNIDIN—S) deriva se poate reduce la aproximativ $\pm 0{,}2$ μA, ceea ce reprezintă o eroare de ordinul 0,1‰ din turaţia maximă.

În consecinţă, se constată că în cazul sistemelor analogice utilizînd elemente de construcţie normală se obţine o constanţă a reglării de ordinul $\pm 2\%$. Dacă se adoptă măsuri speciale (tranzistoare cu siliciu etc.), se obţine o constanţă de $\pm 0{,}5\%$.

O eroare mai mică se poate obţine numai dacă se utilizează elemente de construcţie specială (potenţiometre etalonate de precizie, surse de tensiune şi amplificatoare stabilizate termic, tahogeneratoare de construcţie specială etc.), ceea ce conduce însă la costuri de ordinul unui multiplu al costului unei instalaţii normale.

De asemenea, prin metode analogice, practic nu este posibilă o reproductibilitate, respectiv stabilire, cu o anumită precizie a unei valori impuse, fără a se recurge la o operaţie de ajustare.

Performanţele în regim dinamic ale sistemelor analogice. Comportarea în regim dinamic a sistemelor analogice satisface în general condiţiile cerute în majoritatea instalaţiilor industriale. În special în cazul în care în instalaţie intervin frecvent procese tranzitorii, care conduc la regimuri de limitare pe o durată apropiată de durata procesului tranzitoriu, o comportare dinamică sensibilă mai bună decît cea obţinută prin sistemele analogice practic nu este posibilă.

În cazul cînd nu intervin limitări, comportarea în regim dinamic a acţionărilor electrice este determinată de suma constantelor de timp mici principial necompensabile din sistem. Această sumă se compune din timpii morţi ai elementelor de execuţie şi din constantele de timp ale filtrelor traductoarelor.

Necesitatea filtrării semnalelor este specifică sistemelor analogice. Semnalele analogice în majoritatea cazurilor (şi în special în instalaţiile industriale) conţin semnale parazite suprapuse. Un exemplu îl constituie tensiunea de ieşire a tahogeneratoarelor, care aşa cum s-a arătat anterior are un conţinut important de armonici. Prezenţa semnalelor parazite este în special supărătoare în cazul regulatoarelor cu comportare diferenţială.

În consecinţă, necesitatea filtrării semnalelor în sistemele analogice influenţează negativ procesele tranzitorii, ducînd la timpi mai mari pentru eliminarea perturbaţiilor de mică amplitudine.

În afara dezavantajului legat de prezenţa semnalelor parazite, semnalele analogice mai prezintă dezavantajul unor dificultăţi în ceea ce priveşte transmiterea la distanţe mari şi în ceea ce priveşte memorarea.

4.19.2. Sisteme de reglare numerice. Valoarea impusă

Dacă în sistemul de reglare numeric elementul de comparaţie este un element numeric, problema preciziei în regim static se poate considera ca rezolvată.

Deoarece în acționările electrice cu reglare numerică turația se măsoară prin intermediul frecvenței impulsurilor furnizate de traductor, valoarea impusă se obține de la un generator de impulsuri de frecvență constantă. Prin utilizarea unor generatoare cu cuarț se pot obține precizii de ordinul 10^{-6}. În cazul reglării raportului a două turații valoarea impusă se obține prin intermediul traductorului montat pe motorul pilot.

În sistemele numerice utilizînd de exemplu comutatoare decadice, se poate obține o reproductibilitate respectiv o stabilire a valorii impuse cu precizia dorită.

Valoarea măsurată. Pentru măsurarea turației în sistemele de reglare numerice se utilizează traductoare numerice de turație. Traductoarele sînt de tip incremental și sînt de fapt traductoare de unghi. Din punct de vedere constructiv, traductoarele numerice constau dintr-un disc cuplat direct sau prin intermediul unui reductor cu axul a cărui turație se măsoară. Discul are una sau mai multe piste care sînt testate prin intermediul unui dispozitiv magnetic sau fotoelectric. Cînd discul se rotește cu un unghi corespunzător unei fante a pistei, la ieșirea traductorului se obține un impuls.

Turația se măsoară prin numărarea impulsurilor de la ieșirea traductorului într-un interval de timp determinat. În acest fel rezultă o eroare care însă poate fi redusă cu ușurință sub valoarea erorilor admise în practică. Astfel, dacă la ieșirea traductorului rezultă N_0 impulsuri pe rotație și numărarea impulsurilor se face într-un interval de timp egal cu t_M secunde, o viteză de n rot/min se măsoară cu o precizie p egală cu:

$$p = \frac{1}{\frac{n}{60} N_0 t_M}. \tag{4.99}$$

De exemplu, dacă $N_0 = 60$, $n = 1500$ rot/min și $t_M = 1$ s, rezultă:

$$p = \frac{1}{1500} = 0{,}066\%.$$

Alegînd alte valori pentru N_0 și t_M se pot obține precizii și mai mari.

În ceea ce privește erorile rezultate în măsurarea turației, datorite cuplării incorecte a traductorului pe ax, chiar la un număr redus de impulsuri pe rotație, frecvența acestor impulsuri este mult mai mare decît frecvența rezultată dintr-o cuplare defectuoasă, în consecință influența acesteia asupra sistemului de reglare devine practic insensibilă.

Precizia punctului de zero al regulatorului. În cazul sistemelor de reglare numerică datorită utilizării semnalelor numerice problema impreciziei punctului de zero al regulatorului nu se mai pune.

Performanțele în regim dinamic ale sistemelor numerice. Deoarece după cum s-a arătat anterior în general semnalele numerice se manifestă la intervale de timp discrete (de exemplu valoarea turației se obține la intervale de timp egale cu timpul t_M necesar pentru numărarea impulsuri-

lor), prezența în bucla de reglare a unor blocuri numerice introduce o întîrziere care se poate echivala cu un timp mort. Pentru a se obține un timp mort cît mai mic, este necesar un timp de măsură cît mai mic, ceea ce la o precizie dată conduce, conform formulei stabilite anterior, la frecvențe mari.

De exemplu, pentru a se obține un timp de măsură (respectiv un timp mort) de 10 ms și o precizie de 0,01% este necesară o frecvență de 1 MHz, respectiv sînt necesare traductoare și blocuri care să poată lucra la această frecvență.

Pe de altă parte, în cazul semnalelor numerice nu mai sînt necesare filtrările, deci se constată că sistemele numerice pot aduce îmbunătățiri ale performanțelor în regim dinamic numai în cazul perturbațiilor sau salturilor de valoare impusă în care nu intervin regimuri de limitare ale organelor de execuție și numai în cazul în care se alege o frecvență de lucru ridicată, dacă se cere concomitent și o precizie ridicată în regim static (peste 1 MHz în cazul acționărilor electrice).

În afara aspectelor prezentate, sistemele numerice în comparație cu cele analogice prezintă următoarele avantaje:

— Este posibilă schimbarea prin mijloace relativ simple a structurii și a parametrilor blocurilor în timpul funcționării, realizîndu-se în acest fel adaptarea sistemului de reglare în funcție de variațiile parametrilor obiectului sau în funcție de un program stabilit.

— Se poate trece la automatizarea complexă a acționărilor electrice prin utilizarea calculatoarelor electronice.

— Se poate obține memorarea și transmiterea la mari distanțe a semnalelor.

În concluzie, referitor la utilizarea sistemelor de reglare numerice rezultă următoarele:

În ceea ce privește precizia reglării, utilizarea sistemelor numerice se impune în cazul în care erorile calculate sau apreciate ale unui sistem analogic în regim staționar (ținînd seama de toți factorii care influențează sistemul) depășesc valorile corespunzătoare preciziei dorite. Dacă condițiile se referă numai la constanța reglării, soluția constă dintr-un circuit de reglare numeric suprapus peste un circuit de reglare analogic. Celor două circuite le revin sarcini separate, și anume: circuitul numeric realizează constanța reglării la precizia dorită, iar circuitul analogic asigură performanțele impuse în regim dinamic.

În ceea ce privește comportarea în regim dinamic, necesitatea utilizării sistemelor numerice apare în instalațiile unde se produc frecvent perturbații (sau salturi de valoare impusă) al căror efect trebuie determinat într-un timp minim și care duc la un răspuns tranzitoriu (calculat sau evaluat), care este, în ceea ce privește amplitudinea și durata, de același ordin de mărime cu amplitudinea, respectiv un multiplu al perioadei armonicilor parazite ale semnalelor analogice din instalație.

Reglarea numerică a acționărilor electrice își găsește aplicație și în acele procese tehnologice în care este necesară menținerea constantă a vitezei motoarelor de acționare cu o precizie de 0,1% sau a raportului dintre vitezele mai multor motoare. Asemenea situații se întîlnesc în acționările mașinilor de prelucrare a unor benzi continue (hîrtie, mase plastice), standuri de încercări, reglări de frecvență, de poziție etc.

La maşinile de prelucrare a unor benzi continue şi în special la maşinile de fabricat hîrtie sau folie de masă plastică este necesară o sincronizare precisă a acţionărilor succesive. Astfel la maşinile pentru hîrtie raportul turaţiilor a două motoare succesive este necesar să poată fi variat practic continuu în domeniul a cîtorva procente şi odată stabilit acest raport trebuie menţinut cu o precizie statică de ordinul 0,01% un timp nelimitat, deoarece în cazul unor abateri mai mari hîrtia face cute, se rupe sau îşi schimbă proprietăţile. La prelucrarea foliilor de masă plastică, este necesar ca turaţiile a două valţuri învecinate să poată fi variate într-un raport pînă la 1 : 3 sau 1 : 5 şi raportul o.dată stabilit trebuie menţinut cu o precizie de 0,1% chiar în cazul varierii vitezei materialului în domeniul 1 : 10 sau mai mare.

Perturbaţiile care apar în timpul procesului tehnologic trebuie să ducă numai la schimbări neînsemnate ale calităţii materialului. În consecinţă, este necesar ca sistemul de reglare a turaţiei să aibă şi performanţe dinamice dorite.

5. ALEGEREA SISTEMELOR DE ACŢIONARE ELECTRICĂ

5.1. Energetica acţionărilor electrice

5.1.1. Reducerea consumului de energie electrică în sistemele de acţionare electrică

Începînd cu proiectarea unui sistem de acţionare electrică şi continuînd cu exploatarea lui, pe lîngă realizarea cerinţelor tehnice legate de efectuarea în cele mai bune condiţii a procesului tehnologic, trebuie să i se asigure economicitatea prin cheltuieli reduse în exploatare şi de investiţie. Cheltuielile de exploatare cuprind drept componente întreţinerea şi consumul de energie electrică. Cele două aspecte, tehnic şi economic, trebuie privite ca un tot unitar care se condiţionează reciproc. Astfel, calitatea tehnică a unei soluţii este strîns legată de întreţinere, de costul instalaţiei şi consumul de energie electrică; la rîndul său, de exemplu, alegerea corectă a puterii maşinii electrice de acţionare conduce la o funcţionare cu consum redus de energie electrică. Există situaţii însă, cum ar fi în cazul furnalelor, cînd primează ideea asigurării continuităţii în funcţionare; ca urmare la furnale se întîlneşte soluţia dublării acţionării electrice pentru a nu se întrerupe funcţionarea în caz de avarie. În ce priveşte realizarea unui consum redus de energie electrică, problema este importantă nu numai sub aspectul micşorării cheltuielilor de exploatare, ci şi sub aspectul economisirii ei în contextul preocupărilor la nivel mondial de a asigura în prezent şi mai ales în perspectivă energia necesară societăţii umane.

La proiectarea unui sistem de acţionare electrică, se consideră mai multe variante alese ca cele mai potrivite, pentru a fi comparate d.p.d.v. tehnic şi economic. În unele cazuri variantele selectate îndeplinesc cu mici diferenţe cerinţele tehnice ale asigurării unei productivităţi ridicate, în care caz selecţia se va face pe baza criteriului economic, adică al cheltuielilor de exploatare şi de investiţie minime. În acest scop este necesară determinarea pierderilor de energie care apar în timpul funcţionării acţionării, a randamentului, a puterii reactive şi a factorului de putere, cunoscînd puterea utilă necesară.

Reducerea consumului de energie din sistemele de acţionare electrică se realizează în principal prin două procedee:

— micşorarea pierderilor de energie;

— aplicarea metodelor recuperative de funcţionare în acţionările electrice.

În acest sens se amintesc următoarele metode de reducere a consumului de energie din sistemele de acționare electrică:

a) Alegerea corectă a datelor mașinilor de acționare, în special a puterii, evitînd supradimensionările (v. subcap. 5.2). Se obține astfel în mod natural o funcționare cu un randament și factor de putere ridicați.

b) Utilizarea metodelor de pornire, modificare a turației și oprire a mașinilor de acționare, care conduc la pierderi minime (v. cap. 2 și 3).

c) Aplicarea pe cît posibil mai frecventă a metodelor de frînare recuperativă în regim stabilizat, pentru reducerea vitezei și în vederea opririi (v. cap. 2 și 3).

d) Stabilirea unor forme de diagrame de variație în timp a vitezei, cuplului rezistent, cuplului motor și curentului optimizate sub aspectul minimizării pierderilor. Problema include și aspectul reducerii la minim a perioadelor de timp neproductive, adică de exemplu de mers în gol și examinarea utilității folosirii volantului respectiv calculul momentului său de inerție.

e) Îmbunătățirea factorului de putere, care conduce la micșorarea curentului la aceeași putere activă.

5.1.2. Pierderile de energie în acționările electrice

Pentru aprecierea din punct de vedere energetic a unui sistem de acționare electrică și a modului său de utilizare și pentru stabilirea regimului său economic de funcționare este necesară determinarea pierderilor de energie. În cele ce urmează, calculul pierderilor de energie se va face în diferite condiții de funcționare și la diferite tipuri de acționare electrică.

Funcționarea mașinii electrice de acționare pe caracteristica mecanică naturală. Calculele energetice sînt ușurate prin aproximarea împărțirii pierderilor în constante, k și variabile cu sarcina, v, conform relațiilor (5.42), și (5.43). În cazul unei diagrame de formă oarecare, dacă se cunoaște curba $v(t)$, atunci pierderea de energie va fi:

$$W = kt_c + \int_0^{t_c} v\mathrm{d}t, \tag{5.1}$$

t_c fiind durata unui ciclu de funcționare.

Calculul componentei variabile diferă în funcție de tipul mașinii de acționare. Astfel, la mașina cu excitație în derivație sau separată, pierderea variabilă de putere este:

$$v = R_i I^2 = R_i \left(\frac{I}{I_N}\right)^2 I_N^2 = v_N \left(\frac{I}{I_N}\right)^2, \tag{5.2}$$

unde R_i este rezistența circuitului indusului iar I curentul prin indus. În cazul mașinii cu excitație în serie în rezistența R_i se include și rezistența excitației.

În cazul mașinii asincrone trifazate pierderile variabile sînt:

$$v = 3(R_1 I_1^2 + R_2' I_2'^2), \tag{5.3}$$

unde R_1, R_2' și I_1, I_2' sînt rezistențele, respectiv curenții din stator și rotor. Dacă se consideră cu aproximație că

$$I_1^2 \cong I_2'^2 + I_0^2,$$

unde I_0 este curentul de magnetizare, atunci relația (5.3) devine:

$$v = 3\ I_2'^2(R_1 + R_2') + 3\ I_0^2\ R_1, \tag{5.4}$$

în care se poate considera că termenul al doilea face parte din pierderile constante. Astfel rezultă:

$$v = 3I_2'^2\ (R_1 + R_2') = 3\ I_{2N}'^2(R_1 + R_2')\left(\frac{I_2'}{I_{2N}'}\right) = v_N\left(\frac{I_2'}{I_{2N}'}\right)^2. \tag{5.5}$$

Funcționarea mașinii electrice de acționare pe caracteristici artificiale. În cazul modificării vitezei la mașina de c.c. cu excitație separată sau în derivație prin introducerea unei rezistențe R în circuitul rotoric, variază pierderea constantă k și variabilă v. Pentru k se poate scrie la viteza nominală:

$$k = k_e + k_m + k_f, \tag{5.6}$$

unde k_e este pierderea din excitație; k_m — pierderea mecanică și k_f — pierderea în fier. Din acestea k_e rămîne constantă la viteza redusă Ω_a pe caracteristica artificială iar k_m și k_f variază cu puterea întîia respectiv a treia cu viteza; se poate aproxima că $(k_m + k_f)$ variază cu pătratul vitezei. Deci:

$$k = k_e + (k_m + k_f)\left(\frac{\Omega_a}{\Omega_N}\right)^2. \tag{5.7}$$

Pe caracteristica artificială pierderile variabile sînt:

$$v = (R_i + R)I^2 = (R_i + R)\left(\frac{I}{I_N}\right)^2 I_N^2. \tag{5.8}$$

Pe baza relației (5.8)

$$v_N = R_i I_N^2 = UI_N - E_N I_N = M_N(\Omega_0 - \Omega_N), \tag{5.9}$$

rezultă:

$$v = \frac{R_i + R}{R_i}\left(\frac{I}{I_N}\right)^2 R_i I_N^2 = \frac{R_i + R}{R_i}\left(\frac{I}{I_N}\right)^2 M_N(\Omega_0 - \Omega_N). \tag{5.10}$$

Caracteristicile mecanice fiind drepte, se obține la curentul nominal:

$$\frac{\Delta\Omega_{Na}}{\Delta\Omega_N} = \frac{R_i + R}{R_i} = \frac{\Omega_0 - \Omega_{Na}}{\Omega_0 - \Omega_N}, \tag{5.11}$$

unde Ω_{Na} este viteza corespunzătoare curentului nominal pe caracteristica artificială. Din relațiile (5.10) și (5.11) rezultă:

$$v = M_N(\Omega_0 - \Omega_{Na})\left(\frac{I}{I_N}\right)^2 = M_N(\Omega_0 - \Omega_a)\frac{\Omega_0 - \Omega_{Na}}{\Omega_0 - \Omega_a}\left(\frac{I}{I_N}\right)\left(\frac{I}{I_N}\right)$$

sau, ţinînd seama că la curentul I corespunde pe caracteristica artificială viteza Ω_a, se obţine:

$$v = M_N(\Omega_0 - \Omega_a)\left(\frac{I}{I_N}\right). \tag{5.12}$$

Introducînd relaţia (5.9) în (5.12) se deduce:

$$v = v_N \frac{\Omega_0 - \Omega_a}{\Omega_0 - \Omega_N}\left(\frac{I}{I_N}\right), \tag{5.13}$$

rezultînd final, din (5.6), (5.7) şi (5.13) pierderea totală:

$$Q = k + v = k_e + (k - k_e)\left(\frac{\Omega_a}{\Omega_N}\right)^2 + v_N \frac{\Omega_0 - \Omega_a}{\Omega_0 - \Omega_N}\left(\frac{I}{I_N}\right). \tag{5.14}$$

Dacă modificarea vitezei maşinii electrice de c.c. derivaţie se face prin slăbire de cîmp, se poate considera că pierderile k nu variază, deoarece pierderile în fier sînt aproximativ constante iar creşterea pierderilor mecanice este compensată prin scăderea pierderilor în excitaţie. Astfel se obţine:

$$Q = k + v_N\left(\frac{I}{I_N}\right)^2 \tag{5.15}$$

În cazul modificării vitezei maşinii de c.c. cu excitaţie separată prin schimbarea tensiunii la bornele indusului, pierderea constantă în funcţie de sarcină se modifică cu viteza conform expresiei (5.7), în timp ce pierderea variabilă nu depinde de viteză ci doar de sarcină:

$$Q = k_e + (k - k_e)\left(\frac{\Omega_a}{\Omega_N}\right)^2 + v_N\left(\frac{I}{I_N}\right)^2. \tag{5.16}$$

Comparînd relaţiile (5.14), (5.15), (5.16) şi

$$Q_N = k + v_N = (k_e + k_m + k_f) + v_N, \tag{5.17}$$

ultima valabilă în punctul de funcţionare nominal, se observă că metodele de modificare a vitezei prin slăbire de cîmp şi prin schimbarea tensiunii la borne sînt evident economice, pierderile rămînînd aproape constante la diferite viteze; în cazul modificării vitezei prin rezistenţa R, pierderea creşte pe măsura scăderii vitezei. Ca urmare se recomandă folosirea primelor două metode. Doar atunci cînd investiţia mai mare pentru metoda de modificare a vitezei prin schimbarea tensiunii nu este justificată, se poate aplica ultima metodă datorită simplităţii ei.

La maşina asincronă cu inele, în cazul întroducerii unei rezistenţe R în circuitul rotorului, pierderea variabilă va fi:

$$v \cong 3\ I_2'^2(R_1 + R_2' + R'). \tag{5.18}$$

ştiind că

$$3\ I_2'^2 R_2' = 3\ I_{2N}'^2\ R_2' \frac{I_2'^2}{I_{2N}'^2} = v_{2N}\left(\frac{I_2'}{I_{2N}}\right)^2, \tag{5.19}$$

rezultă notînd cu s_{Na} alunecarea corespunzătoare cuplului nominal pe caracteristica artificială cu rezistența $R_2' + R'$:

$$v = v_{2N}\left(\frac{R_1}{R_2'} + \frac{R_2' + R'}{R_2'}\right)\left(\frac{I_2}{I_{2N}}\right)^2 = v_{2N}\left(\frac{R_1}{R_2'}\frac{I_2}{I_{2N}} + \frac{s_{Na}}{s_N}\frac{M}{M_N}\right)\frac{I_2}{I_{2N}}$$

sau

$$v = v_{2N}\left(\frac{R_1}{R_2'} \cdot \frac{I_2}{I_{2N}} + \frac{s_a}{s_N}\right)\frac{I_2}{I_{2N}}. \tag{5.20}$$

Se observă că pierderea variabilă din stator depinde numai de sarcină, pe cînd pierderea variabilă din rotor depinde de sarcină și de viteză. În ce privește pierderile k, acestea se pot considera constante, deoarece pierderile datorite curentului de magnetizare din înfășurarea și din fierul statorului rămîn constante iar creșterea pierderilor din fierul rotorului este compensată de descreșterea pierderilor mecanice. Pierderea totală de putere va fi:

$$Q = k + v_{2N}\left(\frac{R_1}{R_2'} \cdot \frac{I_2}{I_{2N}} + \frac{s_a}{s_N}\right)\frac{I_2}{I_{2N}}. \tag{5.21}$$

Metodele economice sub aspectul pierderilor, de realizare a unor caracteristici mecanice favorabile modificării vitezei, necesită însă o investiție mai mare. Din acestea se disting caracteristicile mecanice obținute prin modificarea frecvenței ca cele mai favorabile pentru funcționarea unei acționări electrice. Sub aspect energetic se ridică însă problema influenței nefavorabile a formelor de undă care se abat față de sinusoide, determinînd apariția armonicilor de ordin superior; ca efecte dăunătoare se amintesc înrăutățirea factorului de putere și apariția puterii deformante.

Pierderile de energie în timpul proceselor tranzitorii. Pierderea de energie la pornirea ME de c.c. cu excitație în derivație, prin rezistențe se calculează pornind de la ecuația tensiunilor, înmulțită cu curentul i:

$$Ui - Ei = (R_i + R)i^2; \tag{5.22}$$

înlocuind relațiile $U = K\Omega_0$, $E = K\Omega$, $M = Ki$ (v. capitolul 2) și (1.18) rezultă:

$$(R_i + R)i^2 = (\Omega_0 - \Omega)\left(M_R + J\frac{d\Omega}{dt}\right). \tag{5.23}$$

Integrînd expresia (5.23) în intervalul $0 - t_p$, se obține pierderea de energie în ipoteza că $J = \text{const.}$:

$$W = \int_0^{t_p} (R_i + R)i^2\, dt = \int_0^{t_p} (\Omega_0 - \Omega)M_R dt + J\int_0^{\Omega_R} (\Omega_0 - \Omega)d\Omega, \tag{5.24}$$

sau după integrarea termenului al doilea:

$$W = \int_0^{t_p} (\Omega_0 - \Omega)M_R dt + J\left(\Omega_0\Omega_R - \frac{\Omega_R^2}{2}\right) = W_R + W_J. \tag{5.25}$$

Termenul W_R este datorat cuplului mecanismului de lucru. Dacă M_R este constant, atunci W_R devine:

$$W_R = \int_0^{t_p} (\Omega_0 - \Omega) M_R \mathrm{d}t = M_R \left[\Omega_0 t_p - \int_0^{t_p} \Omega \mathrm{d}t\right]. \tag{5.26}$$

Integrala din relația (5.26) se poate calcula dacă se cunoaște funcția $\Omega(t)$, exprimînd faptul că suprafața cuprinsă între curbă și abscisa t este egală cu suprafața unui dreptunghi avînd aceiași bază însă înălțimea Ω_m:

$$W_R = M_R(\Omega_0 - \Omega_m)t_p. \tag{5.27}$$

Cu expresia (5.27) relația (5.25) devine:

$$W = M_R(\Omega_0 - \Omega_m)t_p + J\left(\Omega_0\Omega_R - \frac{\Omega_R^2}{2}\right). \tag{5.28}$$

La mers în gol $M_R = 0$ și $\Omega_R = \Omega_0$; (5.28) devine:

$$W_J = \frac{1}{2} J\Omega_0^2. \tag{5.29}$$

relație care arată că pierderea sub formă de căldură, este egală cu energia cinetică înmagazinată în masa pieselor în mișcare.

În mod analog se stabilesc expresiile pierderilor de energie la frînarea reostatică, în contracurent și la reversare. Astfel, spre exemplu, în cazul frînării în contracurent la mers în gol $M_R = 0$; din relația (5.24) se obține, ținînd seama că viteza de mers în gol este $-\Omega_0$ iar viteza inițială este $+\Omega_0$:

$$W_J = -J\int_0^0 (\Omega_0 + \Omega)\mathrm{d}\Omega = \frac{3}{2} J\Omega_0^2. \tag{5.30}$$

Pierderea de energie este mare și anume de trei ori ca la pornire, ceea ce arată caracterul neeconomic al metodei. La reversarea în gol se aplică tot relația (5.30), cu observația că viteza finală va fi $-\Omega_0$ în loc de zero:

$$W_J = -J\int_{\Omega_0}^{-\Omega_0} (\Omega_0 + \Omega)\mathrm{d}\Omega = 2J\Omega_0^2; \tag{5.31}$$

deci, la reversare în gol pierderea de energie este și mai mare. Se observă că o cale de reducere a pierderilor de energie în timpul proceselor tranzitorii este micșorarea momentului de inerție al pieselor în mișcare, J.

Energia variabilă cu sarcina transformată în căldură în timpul proceselor tranzitorii la ME asincronă se determină cu integrala

$$W_v = \int_0^t mRI^2\mathrm{d}t, \tag{5.32}$$

m fiind numărul de faze. Integrala se extinde pe durata procesului tranzitoriu. Se vor înlocui în relație rezistența și curentul din stator sau rotor,

după cum scopul este de a cunoaște energia pierdută în înfășurarea statorică sau rotorică. La rezultat se adaugă și pierderea de energie constantă

$$W_k = kt,$$

care uneori se neglijează în calculul proceselor tranzitorii deoarece este mică față de pierderea variabilă W_v.

Pentru calculul pierderii W_{v2} din rotor se poate utiliza relația

$$I_2' = \frac{I_{2M}'}{\sqrt{1 + \left(\frac{s_k}{s}\right)^2}}, \tag{5.33}$$

determinată din ecuația caracteristicii $I_2' = f(s)$ și expresia alunecării, $s_k = R_2'/X$, obținute în cazul aproximării $R_1 = 0$ (v. cap. 2). Se consideră pentru prezentarea metodei de calcul cazul pornirii fără sarcină al mașinii asincrone cu rotorul în colivie. Din relația (1.18) și ecuația caracteristicii mecanice rezultă, știind că $\Omega = \Omega_0(1 - s)$:

$$\frac{2M_k}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}} = -\Omega_0 J \frac{ds}{dt}, \tag{5.34}$$

sau, introducînd constanta $T_k = J\Omega_0/M_k$:

$$dt = -\frac{T_k}{2}\left(\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}\right) ds = -\frac{T_k}{2}\frac{s}{s_k}\left[1 + \left(\frac{s_k}{s}\right)^2\right] ds. \tag{5.35}$$

Înlocuind în (5.32) relațiile (5.33) și (5.35) și efectuînd calculele se obține energia pierdută în rotor:

$$W_{v2} = -\frac{1}{2} mR_2'I_{2M}'^2 T_k \int \frac{s}{s_k} ds. \tag{5.36}$$

Calculul energiei pierdute la pornire pînă la viteza corespunzătoare alunecării s se face integrînd între limitele $s = 1$ și s:

$$W_{v2} = -\frac{1}{2} mR_2'I_{2M}'^2 T_k \int_1^s \frac{s}{s_k} ds = mR_2'I_{2M}'^2 T_k \frac{1 - s^2}{4s_k}. \tag{5.37}$$

Considerînd în primă aproximație $I_1 \cong I_2'$ și rezistența R_1, în mod analog se poate calcula pierderea W_{v1} din stator.

Utilizarea mutatoarelor în industrie, în prezent pe scară largă, ridică probleme specifice d.p.d.v. energetic, în afară de avantajele incontestabile pe care le au. La acționările cu mașini de c.c. în care se folosesc mutatoare cu tiristoare pentru modificarea vitezei, ondulația tensiunii și curentului redresat determină înrăutățirea factorului de putere din secundarul transformatorului de alimentare. Astfel, în cazul folosirii unui mutator cu tiristoare montate în punte trifazată, se demonstrează [6] că factorul de putere al secundarului transformatorului va fi:

$$k = \frac{P}{S} = \frac{3}{\pi} \cos \alpha = 0{,}955 \cos \alpha, \tag{5.38}$$

adică cu cît unghiul α de întîrziere la aprindere al tiristoarelor este mai apropiat de 90° cu atît factorul de putere k este mai scăzut. Cu S s-a notat puterea aparentă a secundarului transformatorului.

Un alt aspect nefavorabil îl constituie faptul că acționarea electrică funcționează în regim deformant introducînd în rețea armonici de curent care pot produce fenomene perturbatoare în liniile de telecomunicații și rezonanță pe anumite frecvențe. Spre deosebire de puterea reactivă care poate fi compensată, puterea deformantă D nu poate fi compensată ; puterea D blochează astfel o capacitate corespunzătoare de putere în rețea și în centrala electrică.

La redresoarele comandate cu 2—3 pulsuri pe perioadă situația este mai defavorabilă. În cazul redresorului trifazat monoalternanță cu tiristoare, factorul de putere este [6] :

$$k = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \cos \alpha = 0{,}675 \cos \alpha. \tag{5.39}$$

Pentru a limita pulsațiile curentului redresat și a reduce în măsură cît mai mare zona de curent întrerupt se folosesc bobine care măresc inductivitatea circuitului rotoric al mașinilor de c.c. Totuși, aceste bobine nu pot fi prea mari și de aceea se admite o anumită pulsare a curentului, evidențiată cantitativ printr-o valoare de 0,1 ~ 0,2 a coeficientului de ondulație k_0, la sarcina nominală. Se știe că k_0 este definit ca raport între valoarea efectivă a componentei alternative a curentului redresat și valoarea componentei continue sau mai este definit prin relația :

$$k_f^2 = 1 + k_0^2, \tag{5.40}$$

unde k_f este factorul de formă, egal cu raportul între valoarea efectivă a curentului, I_{ef} și valoarea sa medie, I_m. Ondulația curentului are ca și consecință mărirea pierderilor din înfășurarea rotorică :

$$Q = R_i I_{ef}^2 = R_i I_m^2 (1 + k_0^2). \tag{5.41}$$

Trebuie menționat că coeficienții k_f și k_0 variază cu unghiul de aprindere α și, la același curent i_m, dacă numărul de pulsuri într-o perioadă a rețelei este mai mare, atunci k_0 este mai redus. Acesta este unul din motivele care justifică tendința de a se recurge, mai ales la puteri mari, la puntea trifazată în locul punții monofazate.

O altă consecință nefavorabilă a ondulației este mărirea curentului de comutație la colectorul mașinii de c.c., după cum este prinsă de bobina care comută valoarea maximă a curentului redresat.

5.2. Criterii de alegere a mașinilor de acționare electrică

5.2.1. Probleme generale de alegere a mașinilor electrice de acționare

Încălzirea și răcirea mașinilor electrice. Alegerea mașinilor electrice de acționare trebuie astfel făcută încît, îndeplinind cerințele procesului de producție, cheltuielile de investiție și pierderile de energie să fie minime. Problema prezintă o importanță deosebită, deoarece puterea totală instalată și energia utilizată pentru acționarea electrică au o pondere mare în

totalul folosit la nivelul economiei naționale. Criteriul de bază pentru alegerea optimă a mașinilor electrice de acționare fiind încălzirea, aceasta se va trata în măsura necesară abordării problemelor de acționare. Încălzirea mașinii electrice este cauzată de pierderile care iau naștere în ea la conversia electromecanică a energiei. Pentru calcule, pierderile se vor împărți în: pierderi variabile, care apar în conductoare, depinzînd de patratul curentului și care se vor nota cu v: pierderi constante, care se vor nota cu k și în care se vor include toate celelalte pierderi. Notînd cu:

$$x = \frac{k}{v} \tag{5.42}$$

raportul între pierderile constante și cele variabile, cu η randamentul, cu P_1 puterea luată de mașină și P puterea cedată la arbore dacă lucrează în regim de motor, pierderile totale vor fi:

$$Q = P_1 - P = P\left(\frac{1}{\eta} - 1\right) = P_1(1 - \eta) = k + v = v(x + 1). \tag{5.43}$$

Această împărțire în pierderi constante și variabile este o aproximație, bazată pe faptul că pierderea v variază mult în funcție de sarcină, față de partea k considerată constantă.

Datorită pierderilor, care se degajă sub formă de căldură, are loc creșterea temperaturii mașinii electrice, care la funcționare continuă cu sarcină constantă ajunge la o valoare staționară stabilizată. Creșterea temperaturii este limitată de faptul că din căldura produsă în mașină, o parte se cedează mediului ambiant; dacă nu s-ar ceda căldura mediului ambiant, temperatura mașinii, θ, ar crește continuu obținînd valori foarte mari. Temperatura la care se stabilizează mașina electrică se va nota cu θ_{max}. În multe cazuri sarcina este variabilă sau se întrerupe, în care situație se poate ca mașina să nu mai ajungă la o temperatură staționară. Fenomenele care au loc fiind complexe, în calculele de alegere a datelor mașinilor electrice se fac cîteva aproximații: *a)* se consideră mașina ca un corp omogen; *b)* se admite că temperatura este aceeași în oricare punct al mașinii, deci se consideră conductibilitatea termică de valoare infinită; *c)* se admite că cedarea de căldură către mediul ambiant este proporțională cu diferența între temperatura mașinii și a mediului ambiant; *d)* se neglijează transmiterea căldurii prin radiație.

În cele ce urmează se va nota cu

$$\vartheta = \theta - \theta_a \tag{5.44}$$

supratemperatura, denumită uneori și încălzirea, θ_a fiind temperatura mediului ambiant. Valorile limită admise ale supratemperaturii ϑ depind de izolația folosită (STAS 1893—78); pentru proiectare și încercări se consideră temperatura limită a mediului ambiant $\theta_a = 40\,°C$.

Ecuația încălzirii se deduce scriind pentru un interval infinitezimal de timp dt faptul că energia pierdută în mașină sub formă de căldură se acumulează o parte în mașină și o altă parte se cedează mediului ambiant:

$$Q dt = cm d\vartheta + hS dt, \tag{5.45}$$

unde s-a notat cu: Q — puterea pierdută [W]; c — căldura specifică [J/kg°C]; m — masa mașinii; h — coeficientul de transmitere a căldurii [J/m² °Cs]; S — suprafața prin care se evacuează căldura. În regim

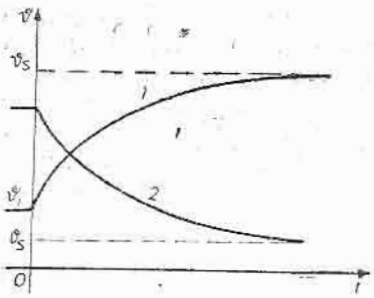


Fig. 5.1. Curbe de încălzire (1) şi răcire (2).

stabilizat ϑ = constant, deci $d\vartheta = 0$, rezultînd din (5.45) supratemperatura staţionară ϑ_s:

$$\vartheta_s = \frac{Q}{hS} = aQ, \tag{5.46}$$

unde a este o constantă.

Împărţind relaţia (5.45) cu hS se obţine:

$$\frac{Q}{hS}\,dt = \frac{cm}{hS}\,d\vartheta + \vartheta,$$

unde

$$T = \frac{cm}{hS} \tag{5.47}$$

este constanta de timp a încălzirii, notată simplificat cu T fără indice.

Pe baza relaţiilor (5.45) — (5.47) se obţine ecuaţia diferenţială

$$\frac{d\vartheta}{dt} + \frac{\vartheta}{T} = \frac{\vartheta_s}{T}, \tag{5.48}$$

care, cu condiţia iniţială la $t = 0$, $\vartheta = \vartheta_i$, obţine după rezolvare forma:

$$\vartheta = \vartheta_s\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) + \vartheta_i e^{-\frac{t}{T}}. \tag{5.49}$$

Ecuaţia (5.49) reprezintă încălzirea sau răcirea maşinii electrice, după cum $\vartheta_s > \vartheta_i$ sau $\vartheta_s < \vartheta_i$. Curbele de încălzire *1* şi răcire *2* sînt reprezentate în figura 5.1. Constanta de timp T este aceeaşi la încălzire şi răcire numai dacă condiţiile de cedare a căldurii sînt aceleaşi. Spre exemplu, la viteze scăzute şi mai ales în repaus, căldura se cedează mai greu, deci valoarea lui T va fi mai mare, în special dacă maşina nu are ventilaţie forţată.

Dacă supratemperatura iniţială $\vartheta_i = 0$, atunci relaţia (5.49) devine:

$$\vartheta = \vartheta_s\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) \tag{5.50}$$

iar dacă maşina a fost oprită şi se răceşte, $\vartheta_s = 0$ şi relaţia (5.49) devine:

$$\vartheta = \vartheta_i e^{-\frac{t}{T}}. \tag{5.51}$$

În ce priveşte valoarea constantei de timp T a încălzirii, aceasta depinde de mărimea, construcţia deschisă sau închisă şi de ventilaţia maşinii. Ca ordin de mărime $T = 0{,}5 - 5$ ore. Teoretic, timpul după care se ajunge în regim stabilizat este de durată infinită; practic, se consideră un timp $t = (3 - 4)T$.

Serviciul de funcţionare. Serviciul unei maşini electrice de acţionare constă în precizarea succesiunii şi duratei de menţinere a regimurilor care îl compun. La rîndul său, regimul de funcţionare al unei maşini electrice este definit prin ansamblul valorilor numerice ale mărimilor electrice şi mecanice care caracterizează funcţionarea sa la un moment dat. Serviciul tip al unei maşini electrice se caracterizează printr-o succesiune standardizată a regimurilor sale componente. Serviciul tip este prin urmare un serviciu de funcţionare convenţională. Maşinile de acţionare sînt obligate să funcţio-

neze într-o mare varietate de servicii impuse de procesul tehnologic realizat de mecanismul de lucru. În practică, maşinile electrice sînt proiectate pentru un anumit serviciu nominal tip.

Conform STAS 1893—78 se disting opt servicii de funcţionare tip, definite ca servicii nominale standard, astfel încît corespund serviciilor cele mai întîlnite în practică. Aceste servicii şi indicativele lor sînt: S1 — continuu; S2 — de scurtă durată; S3 — intermitent periodic; S4 — intermitent periodic cu durată de pornire; S5 — intermitent periodic cu durată de pornire şi frînare electrică; S6 — neîntrerupt cu sarcină intermitentă periodic; S7 — neîntrerupt cu frînări electrice periodice; S8 — neîntrerupt cu modificare periodică de turaţie. Aceste servicii sînt reprezentate grafic în figura 5.2.

Se observă că în clasificarea arătată în figura 5.2, cu excepţia serviciilor S1 şi S2, încărcarea maşinii electrice de acţionare variază ciclic. Ciclul de funcţionare t_c este timpul după care funcţionarea se repetă în acelaşi mod. În cadrul unui ciclu pot să alterneze perioade de funcţionare de durată t_f

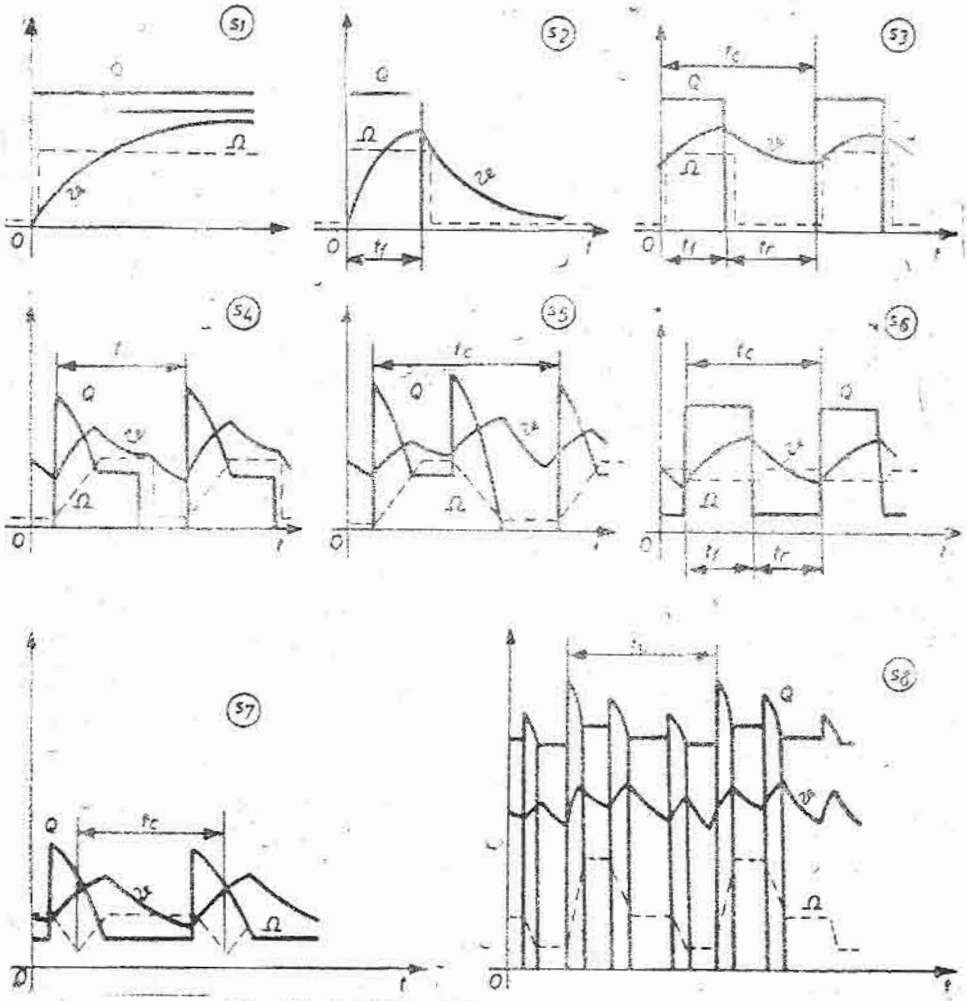


Fig. 5.2. Serviciile de funcţionare standardizate.

cu perioade de repaus de durată t_r. O mărime fără dimensiuni, de mare importanță pentru funcționarea ciclică, este durata relativă de acționare, definită prin raportul:

$$D_{A\%} = \frac{t_f}{t_f + t_r} \cdot 100 = \frac{t_f}{t_c} \cdot 100, \tag{5.52}$$

Dacă t_f și t_r sînt variabile, se poate calcula o D_A medie.

Criterii și metode de alegere a mașinilor electrice de acționare. Criteriul de bază pentru alegerea mașinilor electrice de acționare este încălzirea în sensul că în timpul funcționării supratemperatura maximă ϑ_{max} a mașinii electrice de acționare să nu depășească valoarea admisibilă a supratemperaturii, adică cea nominală. Deci:

$$\vartheta_{max} \leqslant \vartheta_N. \tag{5.53}$$

La rîndul său, supratemperatura admisibilă depinde de rezistența termică a materialelor izolante întrebuințate, fiind prescrisă în standarde în funcție de acestea.

Inegalitatea (5.53) exprimă ideea că puterea mașinii electrice de acționare nu este permis să fie sub o anumită limită. O putere prea mică duce la depășirea limitei ϑ_N, deci la distrugerea izolației, respectiv la micșorarea duratei de funcționare a mașinii. O putere prea mare a mașinii conduce la o cheltuială inutilă ca investiție și o funcționare cu parametri energetici mai scăzuți. De aceea, mașina electrică trebuie astfel aleasă, încît valoarea supratemperaturii ϑ_{max} să respecte relația (5.53), însă să fie cît mai apropiată de ϑ_N.

Încălzirea este determinată de sarcină, a cărei variație în timp se evidențiază reprezentînd diagramele cuplului, curentului sau puterii în funcție de timp, ținînd seama și de variația vitezei, care prescrie anumite condiții de cedare a căldurii. Deci, pentru alegerea mașinii pe bază de încălzire trebuie cunoscute diagramele de funcționare.

Independent de alegerea pe bază de încălzire, trebuie făcută verificarea mașinii la supraîncărcare și la îndeplinirea condițiilor de pornire, după cum urmează.

Suprasarcina de scurtă durată este limitată de considerente care depind de tipul mașinii electrice: la mașinile de c.c. de condițiile unei bune comutații iar la mașinile asincrone și sincrone de cuplul critic. Valorile raportului λ între cuplul maxim M_k, care poate fi dezvoltat de mașina electrică și cuplul nominal, mai utilizate în practică, sînt: la motoarele de c.c., 2—3 (în cazuri speciale 3—4), la motoarele asincrone cu inele, 2—2,5; la motoarele asincrone cu rotorul în colivie, 1,6—2,2; la motoarele cu dublă colivie sau cu bare înalte, 1,8—2,7; la motoarele sincrone 2—3 (în cazuri speciale 3—4); la motoarele de curent alternativ cu colector 1,6—2. Evident că, cuplul M_k trebuie să fie mai mare decît cuplul maxim M_{max}, care apare în timpul funcționării, pentru a asigura o anumită rezervă, de exemplu, în ipoteza modificării nedorite a tensiunii rețelei de alimentare. Cele arătate se exprimă prin inegalitatea:

$$\frac{M_{max}}{M_N} < \lambda = \frac{M_k}{M_N}. \tag{5.54}$$

Condițiile unei porniri bune sînt: *a*) în tot timpul pornirii cuplul M al mașinii să fie mai mare decît cuplul M_R; *b*) diferența $M - M_R$ să

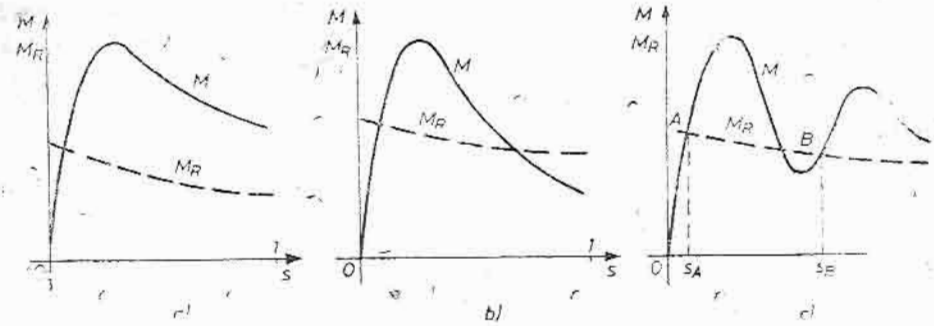


Fig. 5.3. Cazuri posibile la pornirea unei acţionări.

fie suficient de mare pentru a asigura un anumit timp de pornire; o durată prea mare a pornirii poate să ducă la solicitări termice inadmisibile şi la pierdere de timp pentru procesul de producţie. În figura 5.3 sînt arătate trei situaţii posibile de pornire în cazul unei acţionări cu maşină asincronă: *a*) pornire în condiţii bune; *b*) pornirea nu poate avea loc; *c*) pornire necorespunzătoare, deoarece funcţionarea se stabilizează în punctul *B* în loc în *A*.

În general alegerea puterii maşinii electrice de acţionare se face pe baza încălzirii, verificînîdu-se apoi la suprasarcină şi pornire. Există însă şi cazuri mai rare, în care alegerea maşinii se face pe baza sarcinii maxime sau pe baza condiţiilor de pornire. Alegerea unei anumite maşini include şi alegerea turaţiei sale nominale (v. paragraful 1.4.1).

La stabilirea tipului maşinii, în primul rînd dacă este de c.c. sau c.a., trebuie avută în vedere satisfacerea cerinţelor impuse de procesul de producţie privind modificarea vitezei, pornirea, frînarea şi reversarea. La alegerea tensiunii de alimentare se au în vedere parametrii reţelei de alimentare şi puterea maşinii, în sensul că la puteri mari se folosesc tensiuni de alimentare mai mari. Astfel, în c.a., tensiunea de linie de 380 V se foloseşte pînă la puteri de cca 200 kW. Pentru puteri mai mari, pînă la aproximativ 1 000 kW, se utilizează frecvent alimentarea la 6 kV, iar pentru puteri şi mai mari, chiar 10 kV. Tensiunile utilizate la alimentarea în c.c. în ordinea crescîndă a puterilor de la valori mici spre cele mijlocii, sînt: 110, 220 şi 440 V. La puteri mari se folosesc tensiuni pînă la 1 000 V, de valori alese în corelare cu sursa rotativă sau statică de c.c. Mai trebuie considerată influenţa mediului ambiant prin: temperatură, umiditate, gaze, praf etc. care condiţionează construcţia maşinii electrice.

Afară de aspectele comune arătate mai sus, metodele de dimensionare a unei acţionări pentru fiecare din cele opt servicii de funcţionare diferă într-o oarecare măsură, deoarece şi condiţiile de încălzire a maşinilor sînt diferite. Pentru simplificarea calculelor se vor încadra cele 8 servicii de funcţionare în 4 cazuri reprezentative: *a*) funcţionarea continuă cu sarcină constantă (S1); *b*) funcţionarea continuă cu sarcină variabilă (S6, S7, S8); *c*) funcţionarea de scurtă durată (S2); *d*) funcţionarea intermitentă (S3, S4, S5).

Funcţionarea continuă cu sarcină constantă sau variabilă este caracterizată prin aceea că durata de funcţionare este atît de mare încît temperatura maşinii electrice atinge o valoare staţionară sau aproximativ staţi-

onară. Ca exemple de acționări cu sarcină constantă se pot da ventilatoarele, pompele și tansportoarele cu bandă iar de acționări cu sarcină variabilă compresoarele, rabotezele, războaiele de țesut, laminoarele ș.a.

Funcționarea de scurtă durată se caracterizează prin aceea că mașina funcționează un timp t_f în care temperatura nu ajunge la o valoare staționară, după care se deconectează de la rețea o durată t_r atît de mare, încît temperatura ei se micșorează pînă la valoarea temperaturii mediului ambiant. Ca exemple de acționări de acest gen se pot aminti stăvilarele și plăcile turnante la căile ferate. Duratele standardizate pentru t_f, sînt: 10, 30, 60 și 90 minute.

Funcționarea intermitentă se caracterizează prin aceea că mașina este conectată la rețea un timp t_f, în care nu ajunge la temperatura staționară, după care este deconectată un timp t_r, în care nu ajunge la temperatura mediului ambiant. Durata standardizată a unui ciclu este de 10 minute, iar pentru durata relativă de acționare (5.52), sînt standardizate valorile $D_A[\%] = 15\%, 25\%, 40\%$ și 60%. Ca exemple se pot da: podurile rulante, ascensoarele, diferite tipuri de macarale, unele mașini unelte etc.

Influența mediului ambiant. Mașina electrică de acționare funcționează adeseori în alte condiții de mediu decît acelea pentru care a fost proiectată. În funcție de aceste condiții trebuie ales un anumit grad de protecție, definit în STAS 5325—70 prin literele IP urmate de două cifre. Prima cifră (0—6) indică gradul de protecție împotriva atingerii de către personalul muncitor a părților interioare aflate sub tensiune sau în mișcare și împotriva pătrunderii corpurilor străine solide. A doua cifră (0—8) arată gradul de protecție împotriva pătrunderii lichidelor în motor.

La alegerea puterii mașinii electrice de acționare o importanță mare o are temperatura mediului ambiant. Dacă temperatura mediului ambiant θ_a diferă în mod permanent cu $\Delta\theta$ față de valoarea standardizată de 40 °C, adică $\theta_a = 40° \pm \Delta\theta$, atunci puterea nominală P_N se poate recalcula corespunzător noii supratemperaturi admisibile $\vartheta'_N = \vartheta_N \mp \Delta\theta$, determinînd o valoare $P'_N \gtrless P_N$ după cum $\theta_a \gtrless 40°$. Astfel de probleme se pun spre exemplu la acționările din oțelării, la acționările din zonele tropicale etc.

Supratemperatura fiind proporțională cu pierderea, pe baza relațiilor (5.46) și (5.43) se poate scrie:

$$\vartheta_N = a(k + v_N) \tag{5.55}$$

$$\vartheta_N \mp \Delta\theta = a(k + v'_N), \tag{5.56}$$

unde

$$v'_N = \left(\frac{I'_N}{I_N}\right)^2 v_N = \left(\frac{P'_N}{P_N}\right)^2 v_N = \alpha^2 v_N \tag{5.57}$$

Împărțind expresia (5.56) cu (5.55) și ținînd seama de relațiile (5.57) și (5.42) scrise la sarcina nominală, rezultă:

$$\frac{\vartheta_N \mp \Delta\theta}{\vartheta_N} = \frac{x + \alpha^2}{x + 1},$$

de unde:

$$\alpha = \sqrt{1 \mp \frac{\Delta\theta}{\vartheta_N}(x + 1)}, \tag{5.58}$$

puterea căutată fiind pe baza relației (5.57):

$$P'_N = \alpha P_N. \tag{5.59}$$

Ca orientare, pentru x se indică următoarele valori: mașini de c.c. cu excitație serie 0,5—1; mașini de c.c. cu excitație derivație 1,0—2; mașini asincrone 0,5—1.

5.2.2. Alegerea mașinilor electrice de acționare în cazul funcționării continue

Încălzirea și alegerea mașinii electrice de acționare la funcționarea continuă cu sarcină constantă. Dacă sarcina este constantă, după un timp $t = (3—4)\ T$ mașina ajunge la supratemperatura staționară ϑ_s (5.49). Condiția unei funcționări corespunzătoare este ca:

$$\vartheta_s \leqslant \vartheta_N. \tag{5.60}$$

Deoarece mașinile electrice sînt astfel dimensionate încît la o sarcină egală cu puterea nominală P_N să nu fie depășită supratemperatura nominală ϑ_N, rezultă condiția de alegere a puterii mașinii de acționare:

$$P_N \geqslant P_R, \tag{5.61}$$

unde P_R este puterea constantă cerută de mecanismul de lucru. Dacă în catalog nu se găsește o putere $P_N = P_R$, atunci se alege o mașină de acționare cu o putere P_N imediat superioară.

Pornirile fiind rare, influența lor asupra încălzirii nu se consideră la proiectare. Trebuie însă verificat dacă mașina electrică poate porni mecanismul de lucru.

Încălzirea în cazul funcționării continue cu sarcină variabilă. Dacă sarcina este variabilă, atunci în inegalitatea (5.60) trebuie să apară în locul valorii ϑ_s supratemperatura ϑ'_n maximă, atinsă după n variații ale sarcinii aproximată sub forma unei diagrame în trepte, care ar îmbrăca pe cît posibil mai aproape curba reală de variație a încărcării. În figura 5.4 s-a reprezentat o astfel de diagramă de variație în trepte pentru pierderea Q și curbele de variație ale temperaturii. Ținînd seama de relația (5.46), se pot reprezenta la scări diferite însă prin aceeași diagramă variația pierderii și variația valorilor stabilizate ale temperaturii. Se pune problema determinării supratemperaturii ϑ'_n, după intervalul de timp n, în ipoteza că funcționarea începe la $\vartheta = 0$, adică $\theta = \theta_a$.

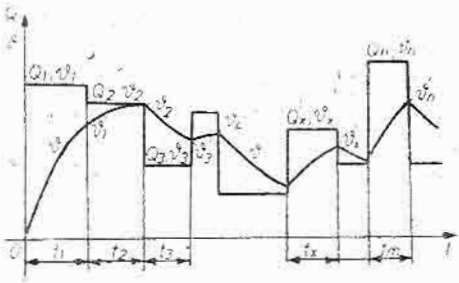


Fig. 5.4. Variația pierderilor și supratemperaturii în cazul sarcinii variabile.

Scriind pentru intervalele $1 \ldots n$ ecuațiile încălzirii și răcirii, se obține cu ajutorul relației (5.49):

$$
\begin{aligned}
\vartheta_1' &= \frac{Q_1}{hS}\left(1 - e^{-\frac{t_1}{T}}\right) && x = 1 \\
\vartheta_2' &= \frac{Q_2}{hS}\left(1 - e^{-\frac{t_2}{T}}\right) + \vartheta_1' e^{-\frac{t_2}{T}} && x = 2 \\
\vartheta_3' &= \frac{Q_3}{hS}\left(1 - e^{-\frac{t_3}{T}}\right) + \vartheta_2' e^{-\frac{t_3}{T}} && x = 3 \\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\
\vartheta_{n-1}' &= \frac{Q_{n-1}}{hS}\left(1 - e^{-\frac{t_{n-1}}{T}}\right) + \vartheta_{n-2}' e^{-\frac{t_{n-2}}{T}} && x = n-1 \\
\vartheta_n' &= \frac{Q_n}{hS}\left(1 - e^{-\frac{t_n}{T}}\right) + \vartheta_{n-1}' e^{-\frac{t_n}{T}} && x = n
\end{aligned}
\tag{5.62}
$$

Temperatura ϑ_n' de la sfîrșitul diagramei considerate se obține eliminînd $\vartheta_1', \vartheta_2' \ldots \vartheta_{n-1}'$ din relațiile (5.62). În acest scop ecuațiile (5.62) se înmulțesc cu factori de forma:

$$
e^{-\frac{\sum_{z=x+1}^{n} t_z}{T}} \tag{5.63}
$$

și apoi se însumează, rezultînd final:

$$
\vartheta_n' = \frac{Q_1}{hS}\left(1 - e^{-\frac{t_1}{T}}\right) e^{-\frac{\sum_{z=2}^{n} t_z}{T}} + \frac{Q_2}{hS}\left(1 - e^{-\frac{t_2}{T}}\right) e^{-\frac{\sum_{z=3}^{n} t_z}{T}} + \ldots + \frac{Q_n}{hS}\left(1 - e^{-\frac{t_n}{T}}\right). \tag{5.64}
$$

În concluzie, pentru alegerea mașinii electrice pe baza încălzirii, relațiile (5.62) și (5.64) permit reprezentarea variației supratemperaturii și calculul supratemperaturii ϑ_n'. Se precizează că variația supratemperaturii este mai mică decît s-a reprezentat în figura 5.4 cu scopul de a reda calitativ fenomenele, deoarece de obicei timpii $t_1, t_2 \ldots t_n$ sînt mult mai mici decît constanta termică de timp T. Practic, aplicarea acestei metode este dificilă din lipsă de date suficiente. De aceea, la proiectare se recurge la metodele arătate în continuare, care pe măsură ce introduc aproximații devin ușor de utilizat în practică însă și erorile devin mai mari iar sfera de aplicabilitate a metodelor se restrînge.

Metoda pierderilor medii. Metoda se bazează pe determinarea unei pierderi medii Q_m, care să producă aceeași supratemperatură ϑ_n' ca și pierderile reale variabile $Q_1, Q_2 \ldots Q_n$. Această condiție se exprimă cu ajutorul ecuației (5.50) sub forma:

$$
\vartheta_n' = \frac{Q_m}{hS}\left(1 - e^{-\frac{\sum_{z=1}^{n} t_z}{T}}\right). \tag{5.65}
$$

Egalînd între ele relațiile (5.64) cu (5.65) și descompunînd în serie exponențialele, se obține neglijînd termenii de ordin superior:

$$Q_m \frac{\sum_{x=1}^{n} t_x}{T} = Q_1 \frac{t_1}{T}\left(1 - \frac{\sum_{x=2}^{n} t_x}{T}\right) + Q_2 \frac{t_2}{T}\left(1 - \frac{\sum_{x=3}^{n} t_x}{T}\right) + \ldots + Q_n \frac{t_n}{T}\left(1 - e^{-\frac{t_n}{T}}\right). \tag{5.66}$$

Efectuînd calculele și neglijînd termenii de gradul al doilea, rezultă final:

$$Q_m = \frac{Q_1 t_1 + Q_2 t_2 + \ldots + Q_n t_n}{t_1 + t_2 + \ldots + t_n}. \tag{5.67}$$

Rezultatele obținute cu expresia (5.67) sînt afectate de erori cu atît mai mici cu cît rapoartele t_x/T sînt mai mici, situație întîlnită de obicei în practică, deoarece constanta T are valori relativ mari. Erorile sînt admisibile dacă termenii de forma t_x/T sînt mai mici decît 0,2.

Avînd calculată valoarea Q_m, aceasta se compară cu pierderea nominală, mașina electrică fiind corespunzător aleasă dacă

$$Q_m \leqslant Q_N, \tag{5.68}$$

inegalitate care, ținînd seama de expresia (5.64), exprimă ideea că supratemperatura nominală, ϑ_N, nu este depășită. Pentru o alegere optimă a mașinii, trebuie însă ca pierderea Q_m să fie cît mai apropiată de pierderea nominală Q_N.

Și la aplicarea metodei pierderilor medii sînt necesare informații care nu se cunosc de obicei din datele de catalog și anume curba randamentului mașinii electrice. De aceea, în mod frecvent se aplică metodele mărimilor echivalente, tratate în continuare, deși metoda pierderilor medii este mai exactă. Evident că, la toate metodele rămîne valabilă necesitatea verificării la suprasarcină și a condițiilor de pornire.

Metoda curentului echivalent. Pentru aplicarea metodei este necesar să se cunoască curba de variație a curentului în funcție de timp. Metoda constă în înlocuirea în calcule a curentului variabil al mașinii electrice cu un curent constant, echivalent I_e, care ar produce aceleași pierderi, respectiv aceeași încălzire ca și curentul real.

În scopul determinării expresiei curentului echivalent se recurge la relația (5.43), pe baza căreia pierderea medie din relația (5.67) se scrie sub forma:

$$Q_m = k + v_e, \tag{5.69}$$

unde pierderea variabilă echivalentă este

$$v_e = \left(\frac{I_e}{I_N}\right)^2 v_N. \tag{5.70}$$

Analog, pierderea variabilă a treptei x va fi:

$$Q_x = k + v_x = k + \left(\frac{I_x}{I_N}\right)^2 v_N. \tag{5.71}$$

Înlocuind relațiile (5.69) și (5.71) în (5.67) se obține:

$$k + \left(\frac{I_k}{I_N}\right)^2 v_N = \frac{\left[k + \left(\frac{I_1}{I_N}\right)^2 v_N\right] t_1 + \left[k + \left(\frac{I_2}{I_N}\right)^2 v_N\right] t_2 + \ldots + \left[k + \left(\frac{I_n}{I_N}\right)^2 v_N\right] t_n}{t_1 + t_2 + \ldots + t_n},$$

de unde prin transformări simple rezultă:

$$I_e = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \ldots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \ldots t_n}}. \tag{5.72}$$

În cazul în care diagrama curentului nu apare sub forma unor trepte sau nu poate fi adusă la o astfel de formă, relația (5.72) poate fi scrisă pentru trepte infinitenzimale, obținînd forma finală:

$$I_e = \sqrt{\frac{1}{t_c} \int_0^{t_c} I^2 \mathrm{d}t}, \tag{5.73}$$

unde t_c este durata totală a intervalului de variație considerat. Dacă funcționarea este periodică, atunci t_c este durata unui ciclu.

Aproximațiile introduse în plus în calcule ca surse de noi erori față de metoda pierderilor medii provin din faptul că pierderea k nu este întotdeauna constantă, de exemplu în timpul pornirii, modificării vitezei etc. De faptul că condițiile de cedare a căldurii se înrăutățesc la viteze reduse, se poate ține seama în calcule micșorînd timpii corespunzători de la numitorul expresiei (5.72) prin înmulțire cu coeficienți $\beta = 0{,}25 \sim \sim 1$.

Alegerea pe bază de încălzire a mașinii se face astfel încît

$$I_N \geqslant I_e, \tag{5.74}$$

valoarea curentului echivalent I_e fiind însă cît mai apropiată de I_N. Verificarea dacă limita maximă admisibilă a curentului, $\lambda_I I_N$, nu este depășită, se face cu expresia:

$$\lambda_I I_N > I_{max}, \tag{5.75}$$

în care I_{max} este curentul maxim în timpul funcționării. Valoarea coeficientului λ_I depinde de tipul mașinii electrice.

Metoda cuplului echivalent. Pentru aplicarea metodei este necesar să se cunoască curba de variație a cuplului în funcție de timp $M = f(t)$.

În general, pentru mașinile electrice se poate considera cu o anumită aproximație relația

$$M = k\Phi I.$$

La mașinile de c.c. derivație, la mașinile asincrone funcționînd pe partea stabilă a caracteristicilor mecanice, la mașinile sincrone și la unele mașini de c.a. cu colector fluxul de excitație poate fi considerat constant, rezultînd legătura

$$M = KI. \tag{5.76}$$

Din relațiile (5.72) și (5.76) se obține cuplul echivalent

$$M_e = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \ldots M_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \ldots + t_n}}, \tag{5.77}$$

care reprezintă cuplul constant ce produce aceeași încălzire după timpul $t_1 + t_2 + \ldots + t_n$ ca și cuplul variabil. La turații scăzute se pot aplica corecții ca și asupra lui I_e. Trebuie ca:

$$M_e \leqslant M_N, \tag{5.78}$$

valoarea lui M_e fiind cît mai apropiată de M_N. Din relațiile (5.73) și (5.76) se mai deduce:

$$M_e = \sqrt{\frac{1}{t_c} \int_0^{t_c} M^2 \mathrm{d}t}. \tag{5.79}$$

Metoda cuplului echivalent este adeseori utilizată în practica de proiectare fiind mai simplă de aplicat, deoarece diagrama $M = f(t)$ se determină mai ușor decît diagramele pierderilor și curentului. La mașinile asincrone cu rotorul în colivie, la funcționarea cu alunecări $s > s_k$, de exemplu în timpul pornirii, cuplul nu este proporțional cu curentul, deci metoda cuplului echivalent nu este aplicabilă.

Metoda puterii echivalente. Analog cu cazurile precedente se definește și puterea echivalentă ca fiind puterea teoretică, constantă, care ar produce aceeași încălzire ca și puterea reală, variabilă. Dacă puterea poate fi aproximată proporțională cu curentul, atunci relația (5.72) obține forma:

$$P_e = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \ldots + P_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \ldots + t_n}}. \tag{5.80}$$

În relația (5.80) trebuie introduse valorile puterii proporționale cu curentul, adică a puterii luată de la rețea sau electromagnetice. Puterea nominală se alege astfel:

$$P_N \geqslant P_e. \tag{5.81}$$

Acționări cu sarcină pronunțat variabilă sau sub formă de șocuri. Utilizarea volantului. În industrie se întîlnesc destul de frecvent utilaje care funcționează cu sarcină pronunțat variabilă sau sub formă de șocuri repetate și care prezintă importanță și sub aspectul puterii totale instalate și al energiei electrice consumate, cum ar fi de exemplu: laminoarele trio, compresoarele cu piston, presele mecanice, foarfecele, ciocanele de forjat, războaiele de țesut etc. Adeseori aceste instalații sînt prevăzute cu volanți.

Sarcina pronunțat variabilă sau sub formă de șocuri are o influență dăunătoare, sub următoarele aspecte: *a)* șocurile se transmit în rețeaua de alimentare favorizînd oscilația tensiunii și provocînd mărirea pierderilor datorită variației curentului; *b)* șocurile de sarcină determină alegerea unor mașini electrice de acționare de putere mărită, ceea ce ridică costul investiției și duce la funcționarea cu un factor de putere și un randament mai scăzuți. În consecință sînt necesare măsuri pentru aplatizarea diagramei de variație a curentului, respectiv a cuplului mașinii electrice de acționare.

Pentru evidențierea mijloacelor de aplatizare a diagramei cuplului mașinii electrice se consideră diagrama cuplului mecanismului de lucru aproximată sub forma unei variații în trepte. În acest caz, pentru un interval oarecare x, în care cuplul M_{Rx} al mecanismului de lucru este constant și pentru o caracteristică mecanică $\Omega = f(M)$ liniară, situație frecvent întîlnită în practică, ecuația curbei cuplului va fi pe baza relației (1.81):

$$M = M_{Rx}\left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right) + M_{ix}e^{-\frac{t}{T_m}}, \tag{5.82}$$

unde:

$$T_m = \frac{J\Omega_0 s_N}{M_N}. \tag{1.78}$$

Din relațiile (5.82) și (1.78) se observă că diagrama $M = f(t)$ se aplatizează prin mărirea constantei T_m, ceea ce se poate realiza astfel:

— mărind momentul de inerție prin adăugarea unui volant;

— crescind eficacitatea masei în mișcare prin mărirea raportului $\Omega_0 s_N / M_N$.

Sub aspect fenomenologic, volantul intervine astfel: în timpul cît sarcina M_{Rx} este mare viteza unghiulară Ω scade, deci volantul cedează energia cinetică înmagazinată definită prin relația (1.14), ajutînd mașina electrică de acționare la preluarea șocului de sarcină; în timpul cît sarcina M_{Rx} este mică viteza Ω crește, deci volantul este accelerat de mașina de acționare, primind înapoi energia pe care a cedat-o în intervalul de timp precedent.

Relațiile (5.82) și (1.78) evidențiază faptul că determinarea momentului de inerție al volantului este o problemă corelată cu alegerea celorlalți parametri ai acționării, M_N, s_N și Ω_0. Alegerea corectă a parametrilor acționării ridică probleme de optimizare tratate în literatura tehnică de specialitate [3, 4]. Ca exemplu, în paragraful 1.2.6. s-a tratat cazul unei acționări cu funcționare ciclică și s-au dedus relațiile (1.95) și (1.97), care permit calculul momentului de inerție al volantului, astfel încît să se obțină un anumit grad de neregularitate, definit prin relația (1.96).

În lucrările [3, 14] se prezintă o metodă de determinare a parametrilor acționării, care asigură un volum redus de calcule și permite alegerea soluției optime de acționare. Metoda se bazează pe înlocuirea diagramei reale de sarcină $M_R = f(t)$ cu o diagramă echivalentă în trepte $M'_R = f'(t)$, în figura 5.5 arătîndu-se o posibilitate pentru forma diagramei echivalente. Relațiile de calcul pentru diagrama echivalentă au fost sta-

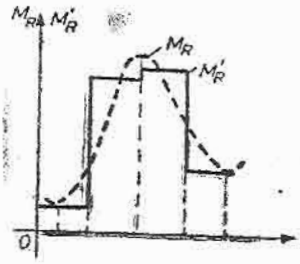


Fig. 5.5. Diagramă reală, M_R și echivalentă, M'_R.

bilite astfel încît: *a*) erorile asupra valorilor cuplului echivalent M şi cuplului maxim M_{max} obţinute pe baza diagramei echivalente faţă de cele obţinute pe baza diagramei reale să fie minime, M fiind cuplul dezvoltat de maşina electrică; *b*) forma diagramelor echivalente să fie cît mai apropiată de a celor reale. Pe baza diagramei echivalente se calculează diagramele $M = f_1(t)$ cu ajutorul ecuaţiei (5.82) pentru cîteva valori ale constantei electromecanice de timp T_m, care se consideră ca parametru în locul celor patru mărimi, J, Ω_0, s_N şi M_N. Din fiecare diagramă $M = f_1(t)$ se calculează valorile cuplurilor M_e şi M_{max} şi ale raportului $\lambda_x = M_{max}/M_e$. Pentru anumite valori ale vitezei Ω_0 şi alunecării s_N, cunoscînd cuplul nominal M_N, ales pe baza valorilor M_e şi λ_x, se calculează momentul de inerţie total J din relaţia (1.78). Se trasează curbele $M_e = f(T_m)$, $\lambda_x = f_\lambda(T_m)$ şi $J = f_J(T_m)$, care înfăţişează totalitatea soluţiilor posibile pentru acţionare.

5.2.3. Alegerea maşinilor electrice de acţionare în cazul funcţionării intermitente

Încălzirea. Intervalele de timp de funcţionare de durată t_f se succed cu intervale de repaus de durată t_r în care maşina electrică este deconectată de la reţea. Constantele de timp termice corespunzătoare sînt T_f şi T_r. După un anumit număr de cicluri de durată t_c, în cazul unei diagrame de sarcină uniformă (fig. 5.6), temperatura se stabilizează la o variaţie între două limite, ϑ_2 şi ϑ_1. Maşina este corespunzător aleasă dacă

$$\vartheta_2 \leqslant \vartheta_N. \tag{5.83}$$

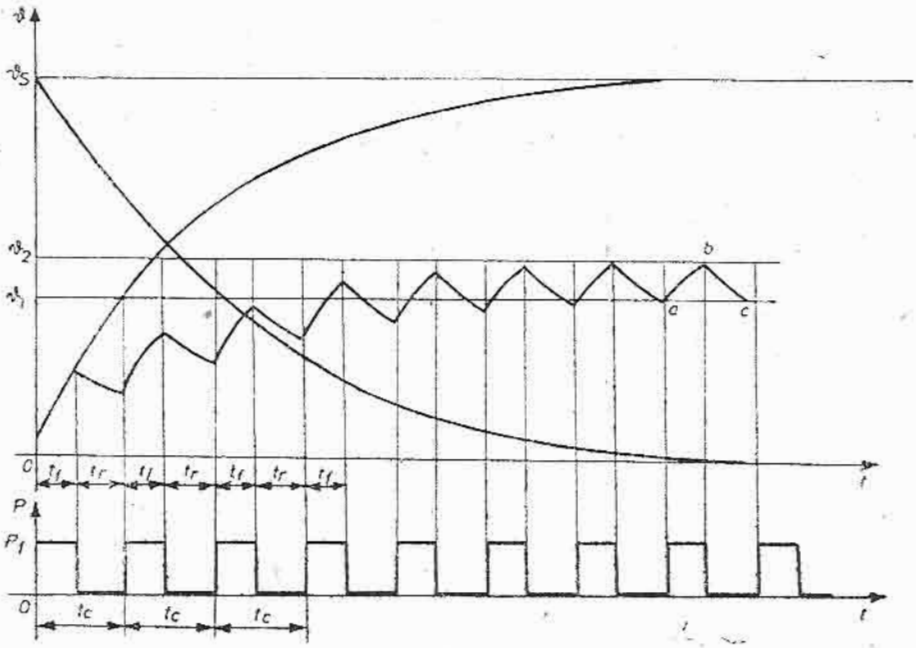


Fig. 5.6. Încălzirea la funcţionare intermitentă.

și dacă ϑ_2 este cît mai apropiat de ϑ_N. Dacă funcționarea ar fi continuă, cu sarcina constantă P_f, atunci s-ar ajunge la supratemperatura staționară $\vartheta_s > \vartheta_2$.

Aplicînd ecuațiile (5.49) la încălzire, adică între punctele a și b și (5.51) la răcire, adică între punctele b și c, rezultă valorile supratemperaturilor ϑ_2 și ϑ_1:

$$\vartheta_2 = \vartheta_s\left(1 - e^{-\frac{t_f}{T_f}}\right) + \vartheta_1 e^{-\frac{t_f}{T_f}} \tag{5.84}$$

$$\vartheta_1 = \vartheta_2\ e^{-\frac{t_r}{T_r}}. \tag{5.85}$$

Dacă se elimină ϑ_1, se obține:

$$p_t = \frac{\vartheta_s}{\vartheta_2} = \frac{1 - e^{-\left(\frac{t_f}{T_f} + \frac{t_r}{T_r}\right)}}{1 - e^{-\frac{t_f}{T_f}}} = \frac{1 - e^{-\frac{t_f}{\alpha T_f}}}{1 - e^{-\frac{t_f}{T_f}}}, \tag{5.86}$$

unde

$$\alpha = \frac{t_f}{t_f + \frac{T_f}{T_r} t_r}. \tag{5.87}$$

Raportul p_t, denumit suprasarcina relativă termică, evidențiază în ce măsură mașina de acționare poate fi supraîncărcată d.p.d.v. termic în condițiile unui anumit ciclu de funcționare cu anumite valori t_f și t_r. Se mai observă că, dacă se aproximează $T_f = T_r$, atunci relația (5.87) devine $\alpha = D_A$. În realitate $T_f < T_r$, deci $\alpha > DA$, deci α apare ca o durată relativă de funcționare corectată. În calculele practice se poate considera că raportul T_r/T_f are valori de 1,2 — 1,4 [3].

Curbele $p_t = f(\alpha)$ pentru diferite valori ale raportului t_f/T_f sînt reprezentate în figura 5.7 arătînd posibilitățile de supraîncărcare ale mașinii

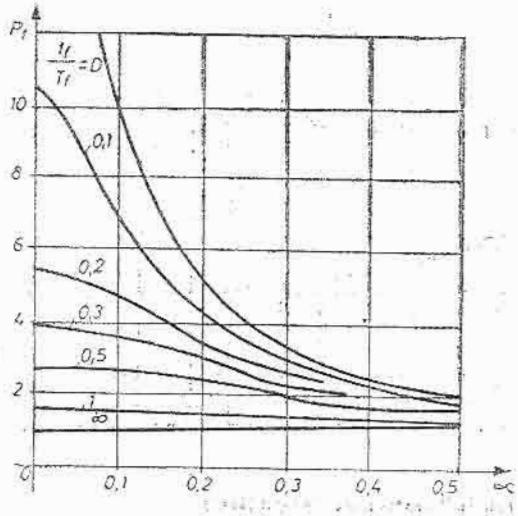


Fig. 5.7. Curbele suprasarcinii termice în cazul funcționării intermitente.

la funcționare intermitentă în comparație cu funcționarea continuă. Se observă că: $\alpha = 0$ corespunde teoretic funcționării de scurtă durată, deoarece la $t_r = \infty$ se obține $\vartheta = 0$; practic, se poate considera că pentru $\alpha < 0{,}1$ mașina se găsește în serviciul de scurtă durată; pentru $\alpha > 0{,}5$ curbele se apropie mult de valoarea $p_t = 1$, ce se atinge la $\alpha = 1$, care corespunde funcționării continue, deoarece $t_r = 0$.

Calculul puterii mașinii electrice de acționare. În acest scop este necesar să se calculeze suprasarcina mecanică admisibilă, adică raportul între puterile P_f admisibilă la funcționarea intermitentă și P_N admisibilă la funcționarea continuă cu sarcină constantă:

$$p_M = \frac{P_f}{P_N} = \frac{I_f}{I_N}. \tag{5.88}$$

Pe baza relațiilor (5.86), (5.42), (5.43), (5.46) și (5.88) se deduce cu $\vartheta_2 = \vartheta_N$:

$$p_t = \frac{\vartheta_s}{\vartheta_2} = \frac{k + v_N\left(\frac{P_f}{P_N}\right)^2}{k + v_N} = \frac{k + v_N p_M^2}{k + v_N} = \frac{x + p_M^2}{x + 1}, \tag{5.89}$$

respectiv

$$p_M = \sqrt{(x + 1)p_t - x}, \tag{5.90}$$

sau

$$p_M = \sqrt{(x + 1)\frac{1 - e^{-\frac{t_f}{\alpha T_f}}}{1 - e^{-\frac{t_f}{T_f}}} - x}. \tag{5.91}$$

Expresia (5.91) se poate scrie sub o formă mai simplă dacă p_t se descompune în serie și se neglijează termenii de ordin superior, ceea ce se poate face dacă $t_f \ll T_f$ și $t_r \ll T_r$:

$$p_t = \frac{1 - e^{-\frac{t_f}{\alpha T_f}}}{1 - e^{-\frac{t_f}{T_f}}} = \frac{1 - \left(1 - \frac{t_f}{\alpha T_f}\right)}{1 - \left(1 - \frac{t_f}{T_f}\right)} = \frac{1}{\alpha} = 1 + \frac{T_f t_r}{T_r t_f}. \tag{5.92}$$

Se obține astfel, din expresiile (5.91) și (5.92):

$$p_M = \sqrt{(x + 1)\left(1 + \frac{T_f t_r}{T_r t_f}\right) - x}. \tag{5.93}$$

Neglijînd k, deci cu $x = 0$, se obține din (5.90) o relație aproximativă, utilă uneori în calcule ca orientare

$$p_M \cong \sqrt{p_t}. \tag{5.94}$$

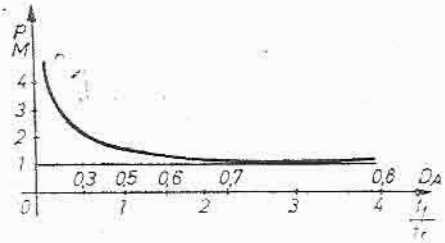


Fig. 5.8. Supraîncărcabilitatea maşinii electrice de acţionare la funcţionare intermitentă.

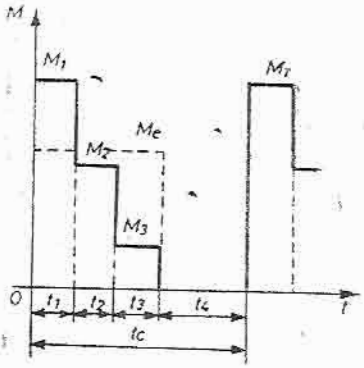


Fig. 5.9. Diagramă de sarcină.

Utilizînd relaţia (5.93) s-a reprezentat în figura 5.8 curba p_f/P_N în funcţie de t_f/t_r şi D_A, considerînd $T_f/T_r = 0{,}7$ şi $x = 1$. Din figură se observă că la valori $D_A > 0{,}6$ se pot alege maşini corespunzător funcţionării continue, concluzie care rezultă şi din figura 5.7, ţinînd seamă că $\alpha \cong D_A$.

În practică pot apare diagrame neuniforme de sarcină. În acest caz se calculează o durată relativă de funcţionare medie:

$$D_{Am} = \frac{\sum_{x=1}^{n} t_f}{\sum_{x=1}^{n} t_f + \sum_{x=1}^{n} t_r}, \tag{5.95}$$

unde n este numărul de perioade de funcţionare.

Pentru înlocuirea diagramei cuplului variabil în timpul funcţionării cu o diagramă în trepte sau o diagramă formată dintr-o singură treaptă se indică metode în literatura de specialitate [3, 4]. De exemplu, în cazul diagramei din figura 5.9 se poate calcula un cuplu constant egal cu cel echivalent, numai pentru zona de lucru t_f, cu expresia (5.77):

$$M_e = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + M_3^2 t_3}{t_1 + t_2 + t_3}}. \tag{5.96}$$

Aplicarea metodei arătate mai sus necesită cunoaşterea constantelor de timp şi a raportului x, ceea ce este mai dificil. Cu mai mică exactitate însă mai multă operativitate se pot aplica metodele mărimilor echivalente. De exemplu, în cazul figurii 5.9 cuplul echivalent va fi, în ipoteza că se alege o maşină construită pentru funcţionare continuă:

$$M_e = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + M_3^2 t_3}{t_1 + t_2 + t_3 + t_4}}. \tag{5.97}$$

Pentru îmbunătăţirea condiţiilor de lucru la funcţionare intermitentă se fabrică maşini electrice special proiectate în acest scop. În acest caz se poate aplica metoda cuplului echivalent, însă sub forma expresiei (5.96), adică fără durata pauzei la numitor, deoarece de aceasta s-a ţinut

seama la fabricarea maşinii electrice. Aceste maşini sînt construite pentru o anumită durată relativă D_A, au cuplul de pornire şi maxim mai mari şi unele părţi mai puternic dimensionate; aceasta, cu atît mai mult cu cît la valori mici ale lui α rapoartele p_t şi p_M obţin valori relativ mari.

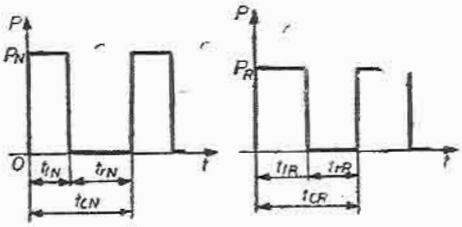


Fig. 5.10. Recalcularea puterii pentru altă durată relativă DA_R.

Adeseori este necesară recalcularea puterii maşinii electrice construită pentru o durată D_{AN} standardizată, la o altă durată D_{AR} reală de lucru. În acest scop, se poate aplica spre exemplu metoda puterii echivalente.

Scriind egalitatea încălzirilor în cele două cazuri (fig. 5.10), se obţine notînd cu P_N şi P_R puterile nominală şi reală

$$P_e = \sqrt{\frac{P_N^2 t_{fN}}{t_{fN} + t_{rN}}} = \sqrt{\frac{P_R^2 t_{fR}}{t_{fR} + t_{rR}}} \tag{5.98}$$

sau

$$P_N \sqrt{D_{AN}} = P_R \sqrt{D_{AR}}, \tag{5.99}$$

respectiv

$$P_R = P_N \sqrt{\frac{D_{AN}}{D_{AR}}}. \tag{5.100}$$

5.2.4. Alegerea maşinilor electrice de acţionare în cazul funcţionării de scurtă durată

Graficul simplificat de variaţie al puterii este arătat în figura 5.11, obţinut din diagrama reală prin procedeele prezentate în paragraful 5.2.3. O maşină electrică construită pentru funcţionare continuă cu puterea P_N, dacă ar funcţiona numai timpul t_f ar ajunge la supratemperatura $\vartheta_1 < \vartheta_N$ pe curba 1, deci nu ar fi bine utilizată. Ca urmare se va încărca maşina mai mult, cu o putere $P_f > P_N$, astfel aleasă, încît pe noua curbă de încălzire 2 să ajungă la supratemperatura maximă admisibilă ϑ_N. Dacă funcţionarea ar continua în regim stabilizat, s-ar ajunge la o supratemperatură inadmisibilă, $\vartheta_s > \vartheta_N$. Suprasarcina relativă termică p_t se obţine înlocuind în ecuaţia încălzirii (5.50) timpul $t = t_f$ corespunzător temperaturii $\vartheta = \vartheta_N$, constanta de timp a încălzirii fiind T_f:

$$\vartheta_N = \vartheta_s \left(1 - e^{-\frac{t_f}{T_f}}\right), \tag{5.101}$$

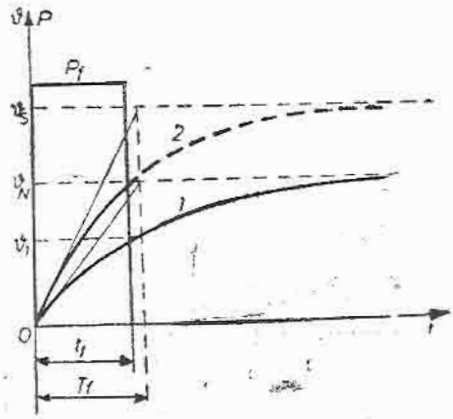


Fig. 5.11. Încălzirea la funcţionare de scurtă durată.

de unde

$$p_t = \frac{\vartheta_s}{\vartheta_N} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{t_f}{T_f}}}. \tag{5.102}$$

Ecuaţia (5.102) permite calculul suprasarcinii termice p_t, la T_f şi t_f date. Curba de variaţie a suprasarcinii este reprezentată în figura 5.12, notată cu *1*. Curba *1* este valabilă dacă condiţiile de ventilaţie rămîn neschimbate. Curba *2* ridicată experimental, arată abaterea faţă de curba teoretică.

Pentru a calcula puterea P_f cu care poate fi încărcată maşina la funcţionarea de scurtă durată, se determină suprasarcina relativă mecanică p_M (v. paragraful 5.2.3.). Expresia suprasarcinii relative mecanice rezultă înlocuind relaţia (5.102) în (5.90):

$$p_M = \sqrt{(x + 1)\frac{1}{1 - e^{-\frac{t_f}{T_f}}} - x}. \tag{5.103}$$

Curba $p_M = f\left(\frac{t_f}{T_f}\right)$ este reprezentată în figura (5.13), unde pentru comparaţie este trasată şi curba $p_t = f(t_f/T_f)$.

Se observă în figura (5.13) că la $t_f/T_f \leqslant 0{,}3$, situaţie frecvent întîlnită în practică, corepunde $p_M > 2{,}5$; ori maşinile construite pentru funcţionarea continuă, nu pot suporta astfel de suprasarcini. În consecinţă, alegerea nu se face pe bază de încălzire ci de suprasarcină, ceea ce are ca rezultat o utilizare incompletă a maşinii sub aspectul încălzirii. La cele arătate se mai adaugă şi faptul că la maşinile electrice nu toate părţile lor au aceeaşi constantă de timp T_f. De exemplu, colectorul şi înfăşurarea de excitaţie au constante de timp termice mai mici decît rotorul, ceea ce nu prezintă importanţă la funcţionare continuă; în serviciul de scurtă

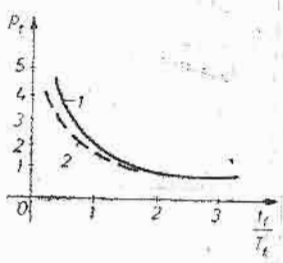


Fig. 5.12. Curba de suprasarcină termică la funcţionare de scurtă durată.

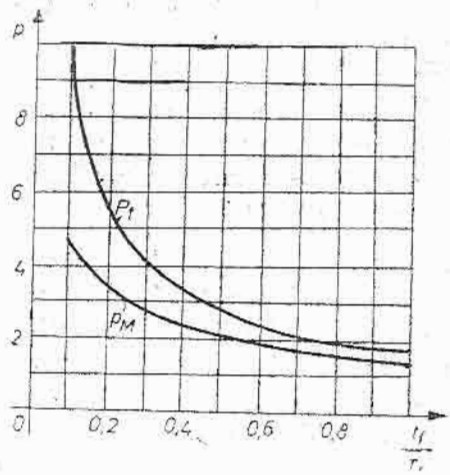


Fig. 5.13. Curbe de supraîncărcabilitate la funcţionare de scurtă durată.

durată însă colectorul şi statorul limitează sarcina în timp ce rotorul ar mai permite mărirea încărcării. Soluţia la care se recurge pentru o dimensionare economică este de a fabrica maşini electrice destinate în mod special funcţionării de scurtă durată, cu o capacitate de supraîncărcare mai mare.

APLICAŢIE

Mecanismul de ridicat al unui pod rulant are următoarele date: masa de ridicat, $m = 10000$ kg; viteza de ridicare, $v_r = 8$ m/min; turaţia la arborele motor la ridicare, $n = 950$ rot/min; randamentul transmisiei, $\eta = 0{,}82$; momentul de inerţie al masei în rotaţie raportat la arborele motor, $J_r' = 0{,}1875$ kgm².

Mecanismul lucrează în următoarele condiţii: podul rulant transportă greutăţi fără perioade de mers în gol; înălţimea efectivă de ridicare, 3 m; durata relativă de funcţionare, $D_{AR} = 21\%$;

Să se calculeze pe baza diagramelor de funcţionare puterea maşinii electrice de acţionare.

Rezolvare

În general ciclul de funcţionare al unui pod rulant cuprinde patru etape, despărţite prin timpi de repaus, în care maşina electrică este deconectată de la reţea: *1)* ridicarea sarcinii; *2)* coborîrea sarcinii; *3)* ridicarea cîrligului gol; *4)* coborîrea cîrligului gol. În cazul problemei ciclul de funcţionare cuprinde numai etapele 1 şi 2, despărţite prin timpi de repaus.

Puterea cerută de mecanism în regim stabilizat la ridicare, notînd cu $Q = mg$ greutatea de ridicat, va fi:

$$P_{Rr} = \frac{Qv}{\eta} = \frac{10000 \cdot 9{,}81 \cdot 8}{60 \cdot 0{,}82} = 15\,951 \text{ W},$$

iar la coborîre:

$$P_{Rc} = \eta Qv = \frac{0{,}82 \cdot 10000 \cdot 9{,}81 \cdot 8}{60} = 10\,726 \text{ W}.$$

Se alege în primă aproximaţie puterea maşinii electrice corespunzător valorii medii:

$$P_{Rm} = \frac{P_{Rr} + P_{Rc}}{2} = 13\,338 \text{ W}.$$

Din catalog corespunde un motor asincron trifazat cu inele colectoare de tipul M2–52–6, care la $D_{AN} = 25\%$ are $P_N = 13$ kW, $n_N = 950$ rot/min, $M_k/M_N = 2{,}5$ şi $GD^2 = 1{,}05$ kgfm². Ţinînd seama că la durata reală de funcţionare $D_{AR} = 21\%$ va corespunde o putere $P_N' > P_N$, se consideră alegerea satisfăcătoare, urmînd a fi verificată în continuare.

Momentul de inerţie echivalent se calculează cu expresia (1.50), care devine:

$$J_e = J_r + J_t = J_r' + J_r'' + m\left(\frac{V_r}{\Omega_r}\right)^2; \tag{5.104}$$

unde momentul total de inerţie al masei în rotaţie, J_r, cuprinde momentele de inerţie al maşinii electrice, J_r'' şi al celorlalte piese, J_r' iar J_t este momentul de inerţie raportat al masei

în mişcare de translaţie. Deoarece J_t are o valoare mică, nu s-a mai considerat randamentul. Astfel se obţine cu (1.28) şi (5.104):

$$J_r^* = \frac{GD^2}{4g} = \frac{1,05 \cdot 9,81}{4 \cdot 9,81} = 0,2625 \text{ kgm}^2 \text{ şi}$$

$$J_e = 0,1875 + 0,2625 + 10\,000 \left(\frac{8}{60 \cdot 99,48}\right)^2 = 0,468 \text{ kgm}^2,$$

unde

$$\Omega_r = \Omega_N = \frac{2\pi \cdot 950}{60} = 99,48 \text{ rad/sec.}$$

Cuplurile rezistente la ridicare, respectiv la coborîre, în ipoteza că se frînează supra-sincron şi se aproximează turaţiile în sarcină egale cu cele nominale, vor fi:

$$\Omega_r = 99,48 \text{ rad/sec}; \ \Omega_c = \frac{2\pi \cdot 1050}{60} = 109,95 \text{ rad/sec.}$$

$$M_{Rr} = \frac{P_{Rr}}{\Omega_r} = \frac{15\,951}{99,48} = 160,34 \text{ Nm};$$

$$M_{Rc} = \frac{P_{Rc}}{\Omega_c} = \frac{10\,726}{109,95} = 97,55 \text{ Nm.}$$

Se consideră un cuplu mediu de pornire la ridicare:

$$M_{pr} = 1,5 \cdot M_N = 1,5 \frac{13\,000}{99,48} = 1,5 \cdot 130,68 = 196,02 \text{ Mm.}$$

Timpul de pornire se obţine din ecuaţia mişcării (1.18); cuplul M_{pr} fiind constant, rezultă o accelerație unghiulară constantă:

$$M_{Jpr} = M_{pr} - M_{Rr} = J_e \left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_r = J_e \left(\frac{\Omega_r}{t_{pr}}\right)$$

de unde

$$t_{pr} = J_e \frac{\Omega_r}{M_{pr} - M_{Rr}} = 0,468 \frac{99,48}{196,02 - 160,54} = 1,305 \text{ s.}$$

Oprirea la ridicare se face prin reducerea rapidă a vitezei pînă la aplicarea frînei mecanice. Considerăm pentru simplificare că întreg procesul de oprire se face electric, timp de $t_{or} = 1$ secundă, apreciat ca necesar manevrei. Rezultă din aceleaşi relaţii, cu semnele corespunzătoare:

$$M_{or} - M_{Rr} = M_{Jor} = J_e \frac{\Omega_r}{t_{or}} = -0,468 \frac{99,48}{t_{or}} = -46,56 \text{ Nm,}$$

respectiv

$$M_{or} = M_{Rr} + M_{Jor} = 160,34 - 46,56 = 113,78 \text{ Nm.}$$

Spaţiile de pornire, respectiv de oprire la ridicare vor fi:

$$l_{pr} = \frac{1}{2} v_r t_{pr} = \frac{1}{2} \cdot \frac{8}{60} 1,305 = 0,087 \text{ m}, \ l_{or} = \frac{1}{2} \cdot \frac{8}{60} \cdot 1 = 0,067 \text{ m,}$$

iar spaţiul de mers cu viteză constantă va fi:

$$l_{sr} = 3 - (0,087 + 0,067) = 2,846 \text{ m.}$$

respectiv timpul corespunzător:

$$t_{sr} = \frac{l_{sr}}{v_r} = \frac{2{,}846.60}{8} = 21{,}345 \text{ s}.$$

Pornirea la coborîre se face prin frînare electrică cu un cuplu mai mic decît cel determinat de greutate, astfel încît să se obţină un timp de 1 secundă necesar manevrei. Rezultă:

$$M_{Jpc} = J_e \frac{\Omega_c}{t_{pc}} = -0{,}468 \frac{109{,}95}{1} = -51{,}46 \text{ Nm},$$

şi

$$M_{pc} = M_{Rc} + M_{Jpc} = 97{,}55 - 51{,}46 = 46{,}09 \text{ Nm}.$$

Pentru oprirea la coborîre cuplul M_{sc} al maşinii este limitat la valoarea maximă 1,5 M_N. Astfel rezultă:

$$t_{oc} = J_e \frac{\Omega_c}{M_{oc} - M_{Rc}} = 0{,}468 \frac{109{,}95}{196{,}02 - 97{,}55} = 0{,}523 \text{ s}.$$

Timpul rezultat este mai mic decît cel de 1 secundă, apreciat necesar manevrei, căruia i-ar corespunde însă un cuplu M_{oc} mai mic. De aceea, se va reţine valoarea obţinută din calcul, deoarece duce la un rezultat acoperitor la încălzire.

Spaţiile parcurse la coborîre se obţin ca şi la ridicare, ştiind că viteza stabilizată este (v. paragraful 1.2.1):

$$v_c = \frac{\Omega_c}{\Omega_r} v_r = \frac{109{,}95}{99{,}48} 8 = 8{,}842 \text{ m/min},$$

$$l_{pc} = \frac{1}{2} v_c t_{pc} = 0{,}074 \text{ m}, \quad l_{oc} = \frac{1}{2} v_c t_{oc} = 0{,}039 \text{ m},$$

$$l_{sc} = 3 - (0{,}074 + 0{,}039) = 2{,}887 \text{ m}$$

şi timpul corespunzător

$$t_{sc} = \frac{l_{sc}}{v_c} = \frac{2{,}887 \cdot 60}{8{,}842} = 19{,}591 \text{ s}.$$

Diagramele de funcţionare sînt reprezentate în figura 5.14.

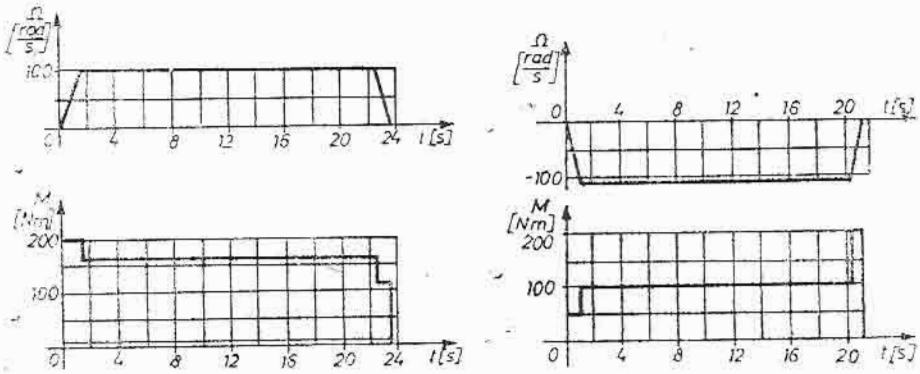


Fig. 5.14. Diagramele de funcţionare ale unui mecanism de ridicat.

Pentru verificare se calculează cuplul echivalent utilizînd relaţia (5.77) conform indicaţiilor din paragraful 5.2.3:

$$M_e = \sqrt{\frac{t_{pr}M_{pr}^2 + t_{sr}M_{Rr}^2 + t_{or}M_{or}^2 + t_{pc}M_{pc}^2 + t_{sc}M_{Rc}^2 + t_{oc}M_{oc}^2}{t_{pr} + t_{sr} + t_{or} + t_{pc} + t_{sc} + t_{oc}}} =$$

$$= \sqrt{\frac{1{,}305 \cdot 196{,}02^2 + 1{,}345 \cdot 160{,}34^2 + 1 \cdot 113{,}78^2 + 1 \cdot 46{,}09^2 + 19{,}591 \cdot 97{,}55^2 + 0{,}523 \cdot 196{,}02^2}{1{,}305 + 21{,}345 + 1 + 1 + 19{,}591 + 0{,}523}} =$$

$$= 135{,}39 \text{ Nm}.$$

Puterea nominală a maşinii electrice de acţionare la $D_{AN} = 25\%$ este 13 kW; recalculînd puterea la durata relativă de funcţionare reală, $D_{AR} = 21\%$, rezultă conform relaţiei (5.100):

$$P'_N = P_N \sqrt{\frac{D_{AN}}{D_{AR}}} = 13 \sqrt{\frac{0{,}25}{0{,}21}} = 14{,}184 \text{ kW},$$

respectiv un cuplu

$$M'_N = \frac{P'_N}{\Omega_N} = \frac{14184}{99{,}48} = 142{,}58 \text{ Nm}.$$

Maşina electrică de acţionare este bine aleasă, deoarece

$$M'_N > M_e = 135{,}39 \text{ Nm}$$

iar maşina M2—42—6 de putere imediat inferioară şi aceeaşi turaţie are o putere de 7,5 kW, evident prea mică.

BIBLIOGRAFIE

1. Bastiurea, Gh. ş.a. *Comanda numerică a maşinilor-unelte.* Bucureşti, Editura tehnică, 1976.
2. Bălă, C. *Maşini electrice.* Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1979.
3. Boţan, N. V., Saal, C. *Acţionarea electrică a mecanismelor cu volant.* Bucureşti, Editura tehnică, 1967.
4. Boţan, N. V. *Bazele calculului acţionărilor electrice.* Bucureşti, Editura tehnică, 1973.
5. Dordea, T. *Maşini electrice.* Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1977.
6. Fransua, Al. ş.a. *Maşini şi sisteme de acţionări electrice. Probleme fundamentale* Bucureşti, Editura tehnică, 1978.
7. Kelemen, A., Imecs, M. *Mutatoare.* Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1978.
8. Kelemen, A. *Acţionări electrice.* Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1979.
9. Măgureanu, R. *Maşini electrice speciale pentru sisteme automate.* Bucureşti, Editura tehnică, 1980.
10. Meyer, M. *Tiristoarele în practică.* Bucureşti, Editura tehnică, 1970.
11. Möltgen, G. *Tiristoarele în practică.* Bucureşti, Editura tehnică, 1970.
12. Saal, C., Szabo, W. *Sisteme de acţionare electrică. Determinarea parametrilor de funcţionare.* Bucureşti, Editura tehnică, 1981.
13. Saal, C. ş.a. *Acţionări electrice şi automatizări.* Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1980.
14. Seracin, E. *Utilajul electromecanic al întreprinderilor industriale.* Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1973.
15. Seracin, E. *Acţionări electrice.* Timişoara, Litografia Institutului politehnic, 1980.
16. Titz, G. *Curs de mutatoare.* Bucureşti, Litografia I.P.B, 1977.
17. Tunsoiu, Gh. *Acţionări şi automatizări electrice.* Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1969.
18. Tunsoiu, Gh. *Acţionări electrice cu tiristoare.* Bucureşti, Litografia I.P.B., 1980.
19. Ţopa, I. *Automatizarea acţionărilor electrice.* Litografia U.Bv., 1980.
20. Vogel, T. ş.a. *Elektrische Antriebe mit Berechnungsbeispielen* (Ed. a 2-a). Berlin, VEB Verlag Technik, 1980.
21. Weinrich, G. ş.a. *Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide.* Bucureşti, Editura tehnică, 1980.
22. * * * — *Echipamente modulare cu semiconductoare de putere,* 3 volume, MICM-CIETA, 1975.
23. * * * — *Convertizoare modulare de curent continuu,* 3 volume, MICM—IPA, 1978.
24. * * * — *Manual de prezentare.* Bucureşti, IPA, 1980.

Caracteristicile mecanice universale ale motoarelor de curent continuu alimentate de la redresoare complet comandate.

Regim de curent întrerupt

A. $m = 2$

α	v	i
35°	0.90	0.45
	0.86	0.50
	0,81	0,57
40°	1.00	0.31
	0.95	0.37
	0.86	0.50
	0.76	0.64
45°	1.11	0.20
	1.00	0.31
	0.90	0.43
	0.80	0.55
	0.70	0.70
50°	1.20	0.13
	1.09	0.21
	1.00	0.31
	0.90	0.42
	0.80	0.54
	0.70	0.68
	0.64	0.76
55°	1.20	0.80
	1.13	0.17
	1.04	0.25
	0.94	0.35
	0.83	0.46
	0.73	0.59
	0.62	0.74
	0.57	0.81
60°	1.36	0.04
	1.17	0.11
	1.07	0.20
	0.92	0.33
	0.82	0.44
	0.71	0.57
	0.60	0.71
	0.50	0.86
65°	1.42	0.02
	1.20	0.10
	1.06	0.20
	0.91	0.32
	0.80	0.42
	0.69	0.54
	0.58	0.67
	0.47	0.83
	0.42	0.91

α	v	i
70°	1.48	0,00
	1,19	0.19
	0.99	0.22
	0.88	0.30
	0.72	0.45
	0.60	0.64
	0.44	0.78
	0.34	0.93
75°	1.51	0.00
	1.17	0.09
	0.97	0.33
	0.81	0.43
	0.69	0.54
	0.57	0.67
	0.47	0.88
	0.36	0.96
	0.26	0.98
80°	1.55	0.00
	1.10	0.11
	0.89	0.22
	0.72	0.35
	0.60	0.45
	0.48	0.57
	0.38	0.70
	0.27	0.83
	0.17	0.98
85°	1.56	0.00
	1.03	0.12
	0.86	0.20
	0.67	0.32
	0.51	0.47
	0.34	0.65
	0.18	0.85
	0.09	0.99
90°	1.57	0.00
	1.38	0.01
	1.00	0.10
	0.76	0.22
	0.59	0.34
	0.41	0.49
	0.30	0.60
	0.14	0.80
	0.04	0.93
	0.00	1.00

α	v	i
95°	1.57	0.00
	1.32	0.01
	0.91	0.12
	0.67	0.23
	0.49	0.35
	0.31	0.50
	0.20	0.62
	0.04	0.80
	0.00	0.87
	−0.04	0.93
100°	1.53	0.00
	1.29	0.01
	0.87	0.10
	0.63	0.21
	0.44	0.32
	0.32	0.41
	0.20	0.51
	0.10	0.62
	0.00	0.74
	−0.13	0.92
105°	1.50	0.00
	1.16	0.01
	0.70	0.10
	0.52	0.22
	0.40	0.29
	0.23	0.42
	0.10	0.51
	0.10	0.51
	0.00	0.62
	−0.14	0.80
	−0.22	0.91
110°	1.45	0.00
	1.13	0.01
	0.60	0.14
	0.41	0.22
	0.22	0.34
	0.00	0.52
	−0.19	0.73
	−0.31	0.89
115°	1,39	0,00
	1,03	0,01
	0,55	0,12
	0.23	0.26
	0,00	0.13
	−0,15	0,56
	−0.32	0,77
	−0,39	0.86

α	ν	i	α	ν	i	α	ν	i
120°	1,32	0,00	130°	1,16	0,00	140°	0,95	0,00
	0,99	0,01		0,77	0,01		0,53	0,01
	0,49	0,10		0,25	0,10		0,00	0,10
	0,24	0,20		0,00	0,10		−0,29	0,23
	0,00	0,34		−0,22	0,33		−0,53	0,39
	−0,21	0,51		−0,37	0,45		−0,66	0,51
	−0,30	0,60		−0,45	0,53		−0,71	0,57
	−0,41	0,74		−0,55	0,64		−0,76	0,62
	−0,47	0,82		−0,62	0,74			
125°	1,24	0,00	135°	1,06	0,00	145°	0,84	0,00
	0,88	0,01		0,65	0,01		0,40	0,01
	0,37	0,10		0,17	0,10		0,00	0,07
	0,11	0,20		0,00	0,15		0,12	0,10
	0,00	0,27		−0,28	0,30		−0,41	0,21
	−0,16	0,38		−0,42	0,40		−0,59	0,34
	−0,31	0,50		−0,15	0,51		−0,69	0,43
	−0,43	0,63		−0,63	0,60		−0,78	0,52
	−0,55	0,79		−0,69	0,69		−0,81	0,56
			150°	0,60	0,00			
				0,13	0,01			
				0,00	0,02			
				0,37	0,10			
				−0,63	0,21			
				−0,81	0,33			
				−0,88	0,40			
				−0,91	0,43			

B. $m = 3$

α	ν	i	α	ν	i	α	ν	i
25°	0.99	0.22	45°	1.17	0.00	65°	1.20	0.00
	0.90	0.42		1.04	0.10		1.01	0.03
				0.94	0.22		0.90	0.10
				0.87	0.34		0.78	0.22
				0.79	0.50		0.70	0.34
				0.70	0.70		0.60	0.49
30	1.05	0.12	50°	1.19	0.00		0.52	0.67
	1.00	0.20		1.03	0.09		0.42	0.90
	0.93	0.33		0.96	0.16			
	0.86	0.50		0.89	0.25			
				0.77	0.47			
				0.73	0.55			
				0.64	0.76			
35°	1.09	0.05	60°	1.21	0.00	70°	1.18	0.00
	1.05	0.11		1.11	0.01		1.05	0.01
	0.96	0.25		1.00	0.06		0.88	0.09
	0.89	0.39		0.93	0.12		0.76	0.19
	0.81	0.57		0.81	0.25		0.62	0.36
				0.73	0.38		0.53	0.51
				0.59	0.64		0.44	0.71
				0.50	0.86		0.34	0.94
40°	1.14	0.02						
	1.04	0.10						
	0.95	0.24						
	0.88	0.37						
	0.77	0.64						

α	v	i	α	v	i	α	v	i
75°	1.15 1.00 0.77 0.64 0.54 0.45 0.35 0.26	0.00 0.01 0.12 0.26 0.38 0.54 0.74 0.96	100°	0.89 0.68 0.39 0.24 0.14 0.00 −0.13 −0.17	0.00 0.01 0.13 0.25 0.37 0.60 0.88 0.98	125°	0.46 0.26 0.00 −0.15 −0.33 −0.48 −0.57	0.00 0.01 0.07 0.17 0.95 0.61 0.82
80°	1.12 0.94 0.74 0.60 0.46 0.36 0.27 0.17	0.00 0.01 0.10 0.22 0.40 0.56 0.76 0.98	105°	0.81 0.60 0.35 0.15 0.00 −0.13 −0,25	0.00 0.01 0.10 0.26 0.44 0.68 0.96	130°	0.36 0.05 −0.25 −0.46 −0.56 −0.64	0.00 0.03 0.17 0.40 0.18 0.77
85°	1.07 0.91 0.66 0.52 0.42 0.27 0.18 0.09	0.00 0.01 0.11 0.23 0.34 0.57 0.77 0.99	110°	0.75 0.55 0.25 0.00 −0.14 −0.26 −0.34	0.00 0.01 0.10 0.31 0.51 0.76 0.93	135°	0.26 0.00 −0.20 −0.39 −0.60 −0.70	0.00 0.02 0.07 0.20 0.49 0.70
90°	1.02 0.80 0.53 0.38 0.18 0.09 0.00	0.00 0.01 0.12 0.30 0.50 0.78 1.00	115°	0.65 0.41 0.15 0.00 −0.19 −0.35 −0.42	0.00 0.01 0.10 0.21 0.50 0.73 0.90	140°	0.15 0.00 −0.20 −0.35 −0.52 −0.65 −0.73 −0.77	0.00 0.05 0.04 0.10 0.23 0.41 0.55 0.64
95°	0.96 0.77 0.53 0.39 0.29 0.14 0.00 −0.08	0.00 0.01 0.09 0.20 0.30 0.51 0.78 0.99	120°	0.56 0.31 0.00 −0.19 −0.36 −0.50	0.00 0.01 0.13 0.31 0.56 0.87	145°	0.05 −0.16 −0.64 −0.60 −0.75 −0.82	0.00 0.01 0.10 0.20 0.42 0.57
						150°	0.00 −0.31 −0.68 −0.81 −0.86	0.00 0.01 0.21 0.38 0.50

C. $m = 6$

α	v	i
30°	1,04	0,00
	1,01	0,016
	0,96	0,10
	0,92	0,24
	0,85	0,5
35°	1,03	0,00
	0,99	0,02
	0,93	0,13
	0,87	0,29
	0,81	0,57
40°	1,02	0,00
	0,96	0,03
	0,88	0,15
	0,83	0,33
45°	1,00	0,00
	0,94	0,02
	0,86	0,11
	0,78	0,37
	0,70	0,70
50°	0,96	0,00
	0,90	0,02
	0,82	0,12
	0,75	0,29
	0,68	0,57
	0,64	0,76
55°	0,93	0,00
	0,87	0,02
	0,76	0,13
	0,08	0,31
	0,61	0,61
	0,57	0,82
60°	0,88	0,00
	0,83	0,01
	0,73	0,09
	0,66	0,23
	0,58	0,48
	0,50	0,86
65°	0,83	0,00
	0,77	0,01
	0,66	0,10
	0,59	0,25
	0,50	0,50
	0,42	0,20
70°	0,77	0,00
	0,70	0,01
	0,59	0,10
	0,51	0,26
	0,43	0,52
	0,34	0,93
75°	0,70	0,00
	0,63	0,01
	0,52	0,11
	0,43	0,27
	0,34	0,54
	0,25	0,96
80°	0,04	0,00
	0,56	0,01
	0,43	0,11
	0,35	0,28
	0,26	0,56
	0,17	0,98
85°	0,56	0,00
	0,48	0,01
	0,35	0,12
	0,26	0,29
	0,17	0,57
	0,08	0,99
90°	0,48	0,00
	0,40	0,01
	0,26	0,12
	0,18	0,29
	0,09	0,58
	0,00	1,00
95°	0,40	0,00
	0,31	0,01
	0,18	0,12
	0,09	0,30
	0	0,58
	−0,08	0,99
100°	0,31	0,00
	0,22	0,01
	0,09	0,12
	0,00	0,30
	−0,09	0,08
	−0,17	0,98
105°	0,23	0,00
	0,13	0,01
	0,00	0,12
	−0,09	0,30
	−0,17	0,57
	−0,25	0,96
110°	0,14	0,00
	0,00	0,04
	−0,13	0,20
	−0,22	0,41
	−0,30	0,73
	−0,34	0,93
115°	0,05	0,00
	0,00	0,004
	−0,13	0,07
	−0,26	0,30
	−0,34	0,54
	−0,42	0,90
120°	−0,04	0,00
	−0,13	0,01
	−0,26	0,12
	−0,35	0,28
	−0,43	0,52
	−0,5	0,86
125°	−0,13	0,00
	−0,12	0,015
	−0,35	0,12
	−0,43	0,27
	−0,50	0,50
	−0,57	0,82
130°	−0,22	0,00
	−0,35	0,03
	−0,43	0,11
	−0,91	0,26
	−0,58	0,47
	−0,64	0,75
135°	−0,31	0,00
	−0,40	0,01
	−0,51	0,11
	−0,58	0,24
	−0,05	0,44
	−0,70	0,70
140°	−0,40	0,00
	−0,40	0,01
	−0,59	0,10
	−0,66	0,23
	−0,71	0,41
	−0,76	0,64
145°	−0,48	0,01
	−0,56	0,01
	−0,66	0,10
	−0,72	0,21
	−0,77	0,37
	−0,81	0,57
150°	−0,56	0,00
	−0,63	0,01
	0,73	0,09
	−0,78	0,19
	−0,83	0,33
	−0,86	0,50

Parametrii servomotoarelor din seria SMU-C

Nr. crt.	Tipodimensiuni	Simbol	U.M.	7	17	35	55	125
1.	Cuplul nominal	M_N	Nm	7	17	35	55	125
2.	Cuplul la n_{max}	M_{lm}	Nm	3,5	7,5	15	23	37,5
3.	Cuplul impulsional	M_{imp}	Nm	70	170	350	550	1000
4.	Turația nominală	n_n	rot/min	1000	500	500	500	300
5.	Turația maximă	n_{max}	rot/min	2000	1200	1200	1200	1000
6.	Curentul nominal	I_n	A	16	20	28	31	27
7.	Curentul la n_{max}	I_{lm}	A	8	8,5	14	13	8
8.	Curentul impulsional	I_{imp}	A	160	200	280	310	208
9.	Tensiunea nominală	U_n	V	60	60	80	115	180
10.	Tensiunea maximă	U_{max}	V	120	140	180	270	615
11.	Rezistența indusului	R_A		0,25	0,35	0,39	0,50	0,68
12.	Tensiunea electromotoare la N_n	K_E	V	50	50	70	95	160
13.	Cuplul pe amper	K_T	Nm/A	0,44	0,85	1,3	1,78	1,7
14.	Nivel de zgomot		dB	70	70	70	70	70
15.	Moment de inerție	J	Kg m²	0,01	0,018	0,065	0,09	0,282
16.	Constantă de timp electromecanică	τ_{mec}	ms	10	12	22	20	15
17.	Masa motorului	G	Kg	22	42	75	100	200